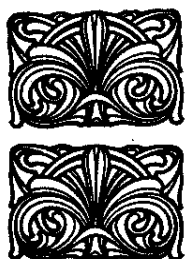


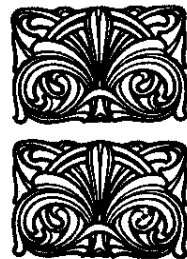
Nezbytnou částí každého nf zesilovače je koncový výkonový zesilovač. Podíváme-li se na jejich vývoj za posledních deset až patnáct roků, lze vysledovat čtyři „generace“ koncových zesilovačů. Do první generace patří elektronkové výkonové zesilovače, u nichž se dosáhlo nejlepších výsledků se strmými koncovými pentodami v tzv. ultralinearním zapojení (např. Williamsonův zesilovač).

ledních tří let se začíná rozvíjet sortiment monolitických nebo hybridních integrovaných výkonových zesilovačů, které se vyrábějí pro výstupní výkony až do 100 W (čtvrtá generace).

Paradoxem zůstává, že z různých důvodů (nejčastěji však z technického konzervatismu) se všechny čtyři generace výkonových zesilovačů objevují u různých přístrojů, které se běžně vyrábějí,



ČTYŘI GENERACE



Pro méně náročné požadavky se vystačilo se sdrúženou elektronkou např. typu PCL82, jejíž pentoda pracovala ve třídě A. Druhá generace nf zesilovačů se vyznačuje použitím germaniových tranzistorů. Pro koncovou dvojici se zprvu používaly převážně výkonové tranzistory typu p-n-p v tzv. kvazikomplementárním zapojení ve třídě AB. Koncová část zesilovače s komplementární dvojicí tranzistorů se nejprve navrhovala pro menší výstupní výkony. Asi před pěti lety se pak objevily na trhu germaniové komplementární výkonové tranzistory pro výstupní výkon řádu až desítek W.

Pronikavého zlepšení jak v elektrických parametrech, tak především v teplotní stabilitě a tím i ve spolehlivosti provozu koncových výkonových zesilovačů se dosáhlo v konstrukcích s křemíkovými tranzistory (třetí generace). Během pos-

nebo dokonce nově vyvíjejí. Např. ještě značná část rozhlasových přijímačů a prakticky všechny televizory na našem trhu mají koncové výkonové zesilovače s elektronkami. Germaniové tranzistory najdeme v koncových zesilovačích většinou přenosných rozhlasových přijímačů, ve většině zesilovačů Hi-Fi a v magnetofonech Tesla. Křemíkové tranzistory se dosud v širší míře nepoužívají. Je až nepochopitelné, že se na trhu stále ještě nenajde výrobek s integrovaným monolitickým koncovým zesilovačem typu MA0403, který vyrábí n. p. Tesla Rožnov již nejméně rok.

Oblast koncových zesilovačů byla pravděpodobně (z celé nízkofrekvenční techniky) nejvíce ovlivněna rozvojem moderní součástkové základny. Prohlédneme-li si zapojení koncových zesilovačů předních světových výrobců za

posledních pět let, můžeme si všimnout, že během tohoto poměrně krátkého období prodělala zapojení koncových výkonových zesilovačů velmi zajímavý vývoj. Moderní koncové zesilovače mají dnes v mnohém podobné zapojení jako operační zesilovače nejen z diskretních součástek, ale i v monolitickém provedení. Tento vývoj byl jednak nutným důsledkem stále se zvětšujících nároků na koncové výkonové zesilovače a jednak k němu přispělo i to, že k dispozici je široký, cenově dostupný sortiment křemíkových tranzistorů. Pro bližší seznámení s novými konstrukcemi nf zesilovačů rozebereme si dále dva základní typy koncových zesilovačů (s kvazikomplementárními koncovými tranzistory a s koncovou dvojicí komplementárních tranzistorů). Kromě řešení koncových zesilovačů s nesouměrným napájením se budeme zabývat i vlastnostmi koncových zesilovačů se souměrným napájením.

V další části RK si rozebereme zapojení

několika moderních zahraničních zesilovačů. Z těchto příkladů je možno získat řadu podnětů pro amatérskou praxi.

Rovněž si povšimneme některých vybraných typů monolitických nebo hybridních výkonových zesilovačů, které jsou v zahraničí dostupné i pro amatérské konstrukce.

Závěrem popíšeme dvě konstrukce moderních výkonových zesilovačů, které byly navrženy s tuzemskými součástkami. Pro vyšší nároky jsou obě konstrukce uzpůsobeny tak, aby bylo možno použít pro koncový stupeň zahraniční výkonové křemíkové tranzistory (např. 2N3055) nebo zahraniční komplementární křemíkové tranzistory, které jsou odolné proti druhému průrazu. Obě konstrukce jsou vzhledem ke složitosti určeny především pro zájemce s většími praktickými zkušenostmi. Kromě popisu zapojení a rad pro oživování jsou u obou konstrukcí koncových zesilovačů uvedeny i změřené technické údaje.

PRAXE A NOVINKY nf TECHNIKY

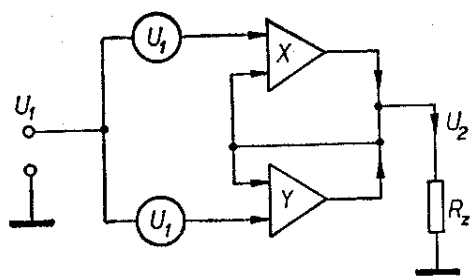
Koncové výkonové nf zesilovače

Ing. Jiří Zíma

Koncový kvazikomplementární zesilovač

Většina koncových zesilovačů se navrhuje a realizuje ve dvojčinném režimu v mírně pootevřené třídě B. Při tomto režimu pracuje koncový stupeň tak, že v každé půlvlně se na přenosu signálu podílí pouze jeden z koncových tranzistorů. U tohoto způsobu řešení kon-

cového stupně se dosahuje velké účinnosti a malé spotřeby výkonu nejen při vybuzení zesilovače, ale i bez budicího signálu. Další výhodou je možnost výborného proudového vybuzení koncových tranzistorů. Nevýhodou je vznik nelineárního zkreslení, které nelze nikdy plně vyloučit. Některé příčiny nelineárního zkreslení lze částečně vyloučit způsobem zapojení, výběrem tranzistorů a volbou pracovního bodu tranzistorů.

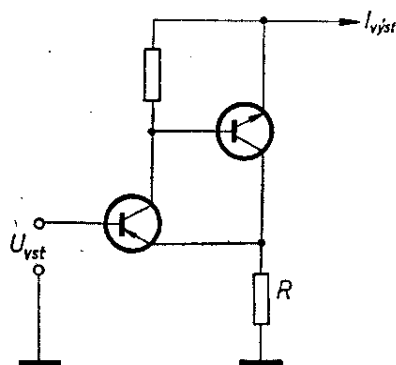


Obr. 1. Blokové zapojení výkonového zesilovače s režimem ve třídě B

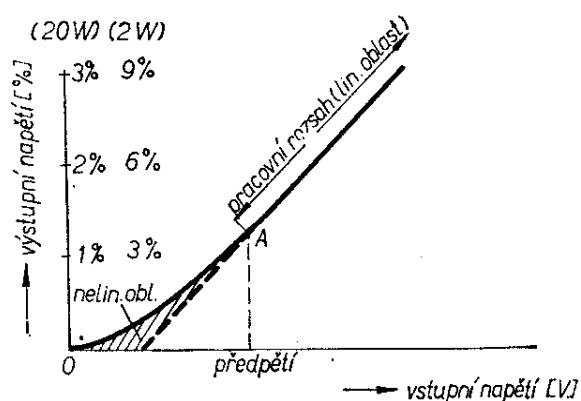
Koncový zesilovač ve třídě B můžeme zjednodušeně nakreslit podle obr. 1. Větev se zesilovačem X přenáší kladnou a větev se zesilovačem Y zápornou půlvlnu signálu. Výstupní signály obou větví se sčítají na společném zatěžovacím odporu. S ohledem na co nejmenší zkreslení má být přenos v obou větvích lineární a stejný. V praxi je tento požadavek splněn jen zčásti.

Pro konstrukci koncových zesilovačů jsou dostupnější výkonové tranzistory s vodivostí n-p-n a potřeba výkonového tranzistoru s vodivostí p-n-p se obvykle obchází tzv. kvazikomplementárním zapojením koncového zesilovače – výkonový tranzistor s vodivostí p-n-p se nahrazuje spojením středně výkonového tranzistoru s vodivostí p-n-p a výkonového tranzistoru s vodivostí n-p-n (obráz. 2.)

Toto zapojení z hlediska stejnosměrné polarity nahrazuje výkonový tranzistor s vodivostí typu p-n-p. Proudové zesílení v zapojení se společným emitorem (SE) je přibližně určeno součinem proudových zesílení obou tranzistorů v zapojení se

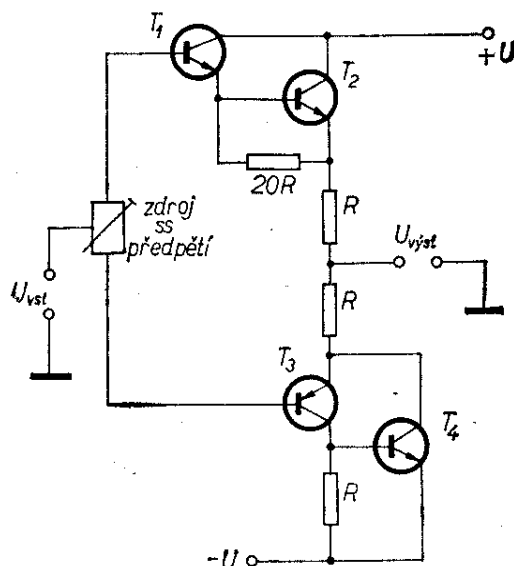


Obr. 2. Náhrada výkonového tranzistoru p-n-p v jedné větvi koncového zesilovače

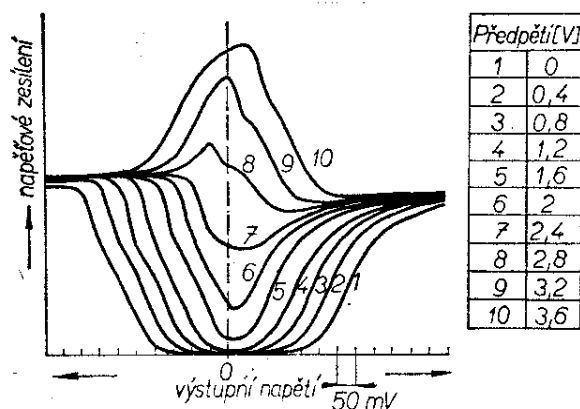


Obr. 3. Závislost výstupního napětí na vstupním napětí pro zapojení podle obr. 2

společným emitorem; zapojení zesiluje signál napětově. Měřením nebo výpočtem lze dokázat, že napětový přenos ze vstupu do zatěžovacího odporu probíhá podle závislosti na obr. 3. Bodem A je určeno rozmezí mezi lineární a nelineární pracovní oblastí. Část závislosti nad bodem A udává lineární závislost mezi výstupním napětím a vstupním napětím. Pod bodem A je výstupní napětí složenou lineární a exponenciální funkcí vstupního napětí. Při návrhu koncového zesilovače je snahou dosáhnout toho, aby se při zmenšujícím se napětovém přenosu jedné větve úměrně zvětšoval napětový přenos druhé větve. Obvykle však se nepodaří plně splnit tento požadavek, takže pře-



Obr. 4. Koncový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení se symetrickým napájením



Obr. 5. Závislost napětového zesílení (strmosti) na výstupním napětí pro různé stupeň otevření (tj. různé předpětí) u koncového zesilovače v kvazikomplementárním zapojení

devším v oblasti přenosu malých signálů vzniká poměrně značné zkreslení.

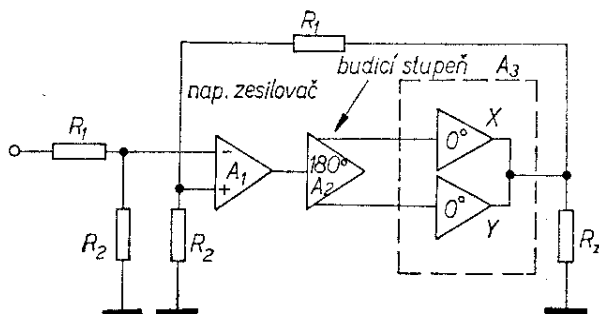
Činnost kvazikomplementárního koncového zesilovače v obvyklém zapojení se souměrným napájením podle obr. 4 je možno hodnotit podle závislosti napětového přenosu (nebo strmosti) na výstupním napětí. Změří-li se tato závislost při různých stejnoměrných předpětích (nastavení pracovního bodu), získají se závislosti podle obr. 5. U kvazikomplementárního koncového stupně se zkreslení objevuje především proto, že horní větev s tranzistory T_1 a T_2 (obr. 4) pracuje v Darlingtonově zapojení jako emitorový sledovač a spodní větev s tranzistory T_3 a T_4 signál napětově zesiluje (neboť pracuje obdobně jako výkonový tranzistor s vodivostí typu p-n-p). Z hlediska řízení zatěžují obě větve zdroj signálu značně nesymetricky. Horní větev má větší vstupní odpor než spodní větev. Napětový přenos horní větve je menší, než napětový přenos dolní větve. Výstupní impedance koncového zesilovače je nelineární a závisí nejen na amplitudě výstupního napětí, ale i na polaritě výstupního napětí.

Nelineární zkreslení, vznikající nesy-metrickým napětovým přenosem v obou větvích i závislostí napětového přenosu na nastavení pracovního bodu a na amplitudě vstupního napětí, je možno objasnit pomocí obr. 5. Z průběhů křivek vyplývá,

že napětové zesílení je při stejném rozkmitu výstupního napětí větší v levé polovině grafu. Na přenosu se podílí při záporné polaritě výstupního napětí (levá polovina grafu) dolní větev koncového zesilovače a na přenosu při kladné polaritě výstupního napětí (pravá polovina grafu) horní větev koncového zesilovače. Při malém stejnosměrném předpětí se v obou větvích projevuje velká závislost napětového přenosu na amplitudě výstupního napětí. Přenosové křivky jsou značně nesouměrné, což vyplývá z rozdílných přenosových vlastností obou polovin koncového kvazikomplementárního zesilovače. Při předpětí v rozmezí 2,4 až 2,8 V je závislost přenosu na amplitudě výstupního napětí poměrně malá a rovněž se méně výrazně projevuje nesouměrnost přenosu při obou polaritách výstupního napětí.

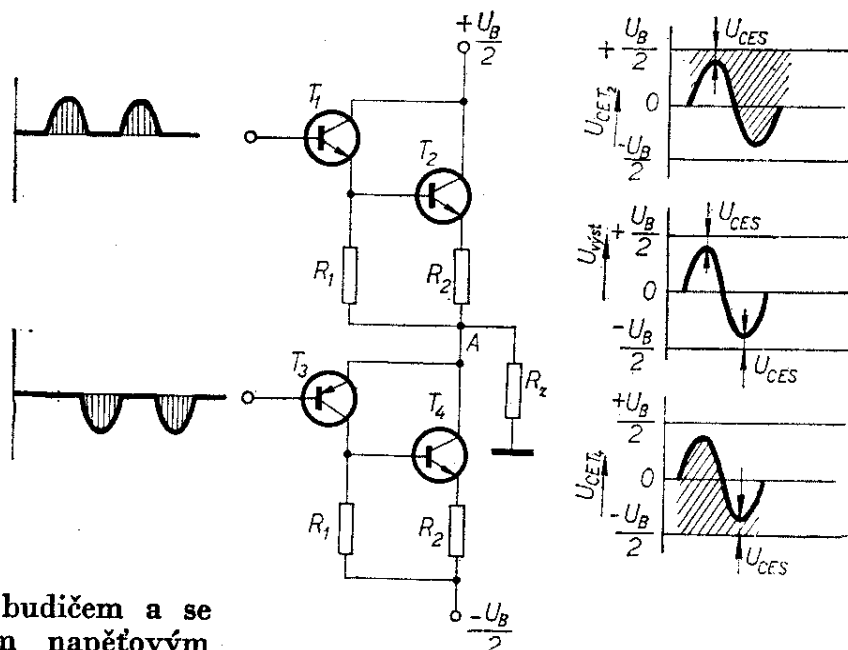
Vlivem všech popsaných vlivů vzniká nelineární zkreslení při malém signálu (do 0,6 až 1 V). Zkreslení nelze zcela odstranit, pouze zmenšit na únosnou mez.

Před koncový zesilovač bývá zařazen budicí stupeň s obvodem pro teplotní stabilizaci a nastavení pracovního bodu a před budicí stupeň napětový zesilovač, který má u starších zesilovačů nesy-metrické zapojení a u nověji vyvinutých zesilovačů diferenciální souměrné nebo polosouměrné zapojení. Napětový zesilovač i budič pracují s poměrně velkým zesílením; zavede-li se proto dostatečně silná záporná zpětná vazba do napětového zesilovače, podaří se obvykle zmenšit nelineární zkreslení na přijatelnou velikost.



Obr. 6. Blokové zapojení výkonového zesilovače se zpětnou vazbou

Obr. 7. Zapojení koncového zesilovače v kvazikomplementárním zapojení se symetrickým napájením a průběhy napětí na koncových tranzistorech a na výstupu



Výkonový zesilovač s budičem a se souměrným diferenciálním napětovým zesilovačem je na obr. 6. Označíme-li napětové zesílení jednotlivých částí A_1 , A_2 a A_3 , je výsledné napětové zesílení při rozpojené zpětnovazební smyčce $A_0 = A_1 A_2 A_3$. Pokud je A_0 dostatečně větší než jedna, je napětové zesílení A_u zesilovače se zápornou zpětnou vazbou určeno poměrem odporů $\frac{R_1}{R_2}$. Zkreslení K_0 zesilovače bez zpětné vazby se zesílením A_0 se působením zpětné vazby zmenší v poměru $\frac{A_u}{A_0}$, tzn. že zkreslení zesilovače se zápornou zpětnou vazbou bude $K [\%] = \frac{A_u}{A_0} = \frac{R_1}{R_2 A_0} K_0$.

Záporná zpětná vazba zmenšuje i výstupní odpor koncového zesilovače a přispívá ke splnění požadavku, aby byl reproduktor buzen ze zdroje s co nejmenším výstupním odporem. Současně se potlačuje vliv rozdílných výstupních impedancí zesilovače při různé amplitudě a polaritě výstupního napětí.

Budič kvazikomplementárního zesilovače je však zatěžován nesouměrně různými vstupními impedancemi obou polovin X a Y koncového zesilovače. Důsledkem je zkreslení výstupního napětí — to se však zmenšuje vlivem zápor-
né zpětné vazby.

V některých odborných člancích se tvrdí, že jsou u kvazikomplementárního koncového zesilovače při symetrickém

napájení a kapacitní vazbě na R_Z menší nároky na závěrné napětí koncových tranzistorů (že se vystačí s polovičním napětím U_{CE0}) vzhledem ke kvazikomplementárnímu koncovému stupni se symetrickým napájením. Protože jde o dosti závažné tvrzení, pokusím se krátce o rozbor napětových poměrů u obou variant kvazikomplementárního koncového stupně.

Zjednodušené zapojení kvazikomplementárního koncového stupně se symetrickým napájením a přímou vazbou na zátěž je na obr. 7. K napájení se používá zdroj se symetrickým napětím $\pm \frac{U_B}{2}$.

V klidovém stavu je výstup A nastaven na potenciál země. Při buzení kladnou půlvlnou se otevírá tranzistor T_1 (i T_2). Při plném vybuzení tranzistoru T_2 zůstává na něm saturační napětí U_{CES} . (Pro jednoduchost neuvažujeme napětové úbytky na odporech R_2). Napětí v bodě A bude (až na U_{CES} tranzistoru T_2)

přibližně shodné s napětím $+\frac{U_B}{2}$. Tzn.,

že napětí U_{CE} tranzistoru T_4 se zvětší téměř na úroveň U_B . Obdobně se při buzení spodního tranzistoru T_3 otevře tranzistor T_4 až na napětí U_{CES} . Tranzistory T_1 a T_2 nejsou buzeny, a protože napětí v bodu A se přiblíží téměř až k $-\frac{U_B}{2}$, objeví se mezi kolektorem

a emitorem tranzistoru T_2 napětí $U_B - U_{CES}$.

Saturační napětí koncových křemíkových tranzistorů pro výstupní výkony do 50 až 100 W není obvykle větší než asi 2 V. Proto musí být koncové tranzistory s ohledem na určitou bezpečnost (záleží na vlastnostech napájecího zdroje) vybrány se závěrným napětím U_{CE0} , popř. U_{CER} (pro zvolený odpor mezi bází a emitorem) větším o 20 až 50 % vzhledem k napětí U_B .

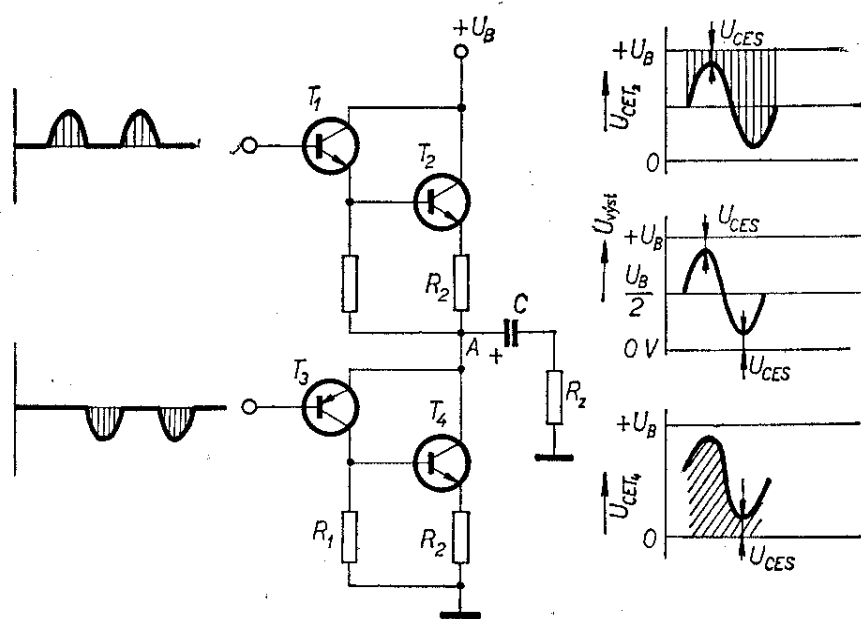
K rozboru kvazikomplementárního koncového stupně s asymetrickým napájením a s kapacitní vazbou na zátěž můžeme použít zjednodušené zapojení podle obr. 8. V klidovém stavu je napětí v bodu A nastaveno na polovinu napětí napájecího zdroje. Na obou koncových tranzistorech je vždy $\frac{U_B}{2}$. Při kladné půlvlně

budicího napětí se otevírá horní větev zesilovače a v bodu A bude napětí $U_B - U_{CES}$. Z toho vyplývá, že se napětí U_{CE} u zavřeného tranzistoru T_2 zvětší až na $U_B - U_{CES}$. Při záporné půlvlně se otevírá spodní tranzistor T_4 a napětí bodu A se zmenší až na U_{CES} . Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru T_2 se zvětší až na $U_B - U_{CES}$. Vazební kondenzátor musí být zvolen tak, aby nedocházelo k potlačení signálu uvnitř přenášeného pásma. K určení velikosti derivačního kondenzátoru C platí

vztah $C > \frac{1}{2\pi f R_z}$. S ohledem na určitou bezpečnost musí mít koncové tranzistory závěrné napětí U_{CE0} , popř. U_{CER} asi o 20 až 50 % větší, než je napětí napájecího zdroje U_B . Proto jsou tedy jak při symetrickém, tak i při asymetrickém napájení nároky na závěrné napětí U_{CE0} vykonových tranzistorů stejné.

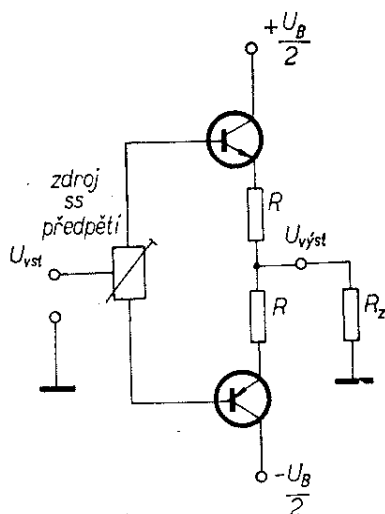
Koncové zesilovače s komplementárními tranzistory

U těchto zesilovačů jsou podmínky k dosažení lineárního přenosu signálu příznivější než v předchozím případě. Uvažujme zjednodušené zapojení koncového stupně se symetrickým napájením podle obr. 9. Při pečlivém párování tranzistorů lze dosáhnout souměrného zatěžování budiče a také výstupní impedance při obou polaritách signálu budou stejné. I v tomto případě se však může projevit závislost zesilovacího činitele h_{21E} na emitorovém proudu. Snahou výrobců je dosáhnout co nejplošší závislosti h_{21E} na emitorovém proudu. Např. u tranzistorů 2N3055 fy TÍ udává výrobce závislost podle obr. 10. Z charakteristiky vyplývá, že v oblasti malých proudů a v oblasti velmi velkých proudů I_E se h_{21E} zmenšuje. Zatímco oblasti velmi velkých proudů ve výkonovém



Obr. 8. Koncový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení s asymetrickým napájením a průběhy napětí na koncových tranzistorech a na výstupu

zesilovači se nevyužívá, dochází vždy k určitému zkreslení při zpracování malých signálů. Výpočtem nebo měřením je možno zjistit závislost napěťového přenosu (nebo strmosti) koncového stupně s komplementárními tranzistory podle obr. 11 — kolem nuly jsou křivky symetrické a jejich tvar značně závisí na stejnosměrném předpětí (na pracovním bodu). Při malém i velkém předpětí se u výstupního napětí (v rozmezí asi $\pm 0,6$ V) objevuje zkreslení vlivem proudové závislosti napěťového přenosu. Nejmeně je signál zkreslen při předpětí asi 1,2 V. Zkreslení lze zmenšit na zanedbatelnou velikost silnou zápornou napěťo-



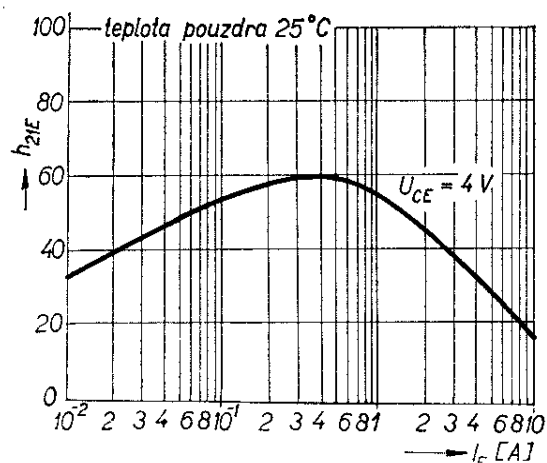
Obr. 9. Zapojení koncového zesilovače s komplementárními tranzistory

vou zpětnou vazbou. Z hlediska závěrného napětí U_{CE0} , popř. U_{CER} musí být výkonové tranzistory dimenzovány na 120 až 150 % napětí U_B .

Obdobné závěry platí i pro koncový stupeň s komplementárními tranzistory a s asymetrickým napájením.

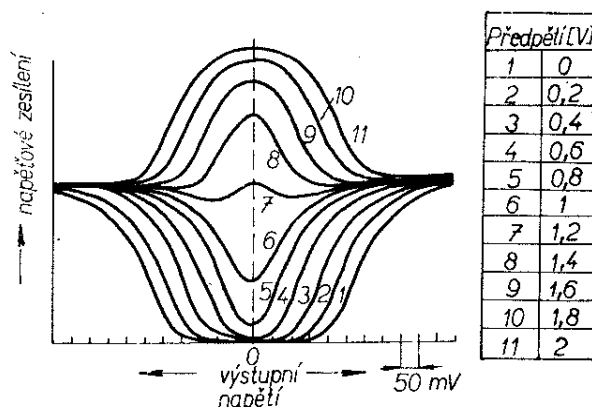
Volba tranzistorů pro koncový zesilovač

Pro koncový zesilovač nelze použít libovolné výkonové tranzistory (mj. potíže s kmitočtovou stabilitou, se zkreslením, s teplotní stabilitou, s napěťovým průrazem mezi kolektorem a emitorem apod.). V ČSSR je velmi malý výběr výkonových tranzistorů. Pomineme-li různé



Obr. 10. Závislost stejnosměrného proudového zesílení h_{21E} na emitorovém proudu I_E u tranzistoru typu 2N3055

typy germaniových výkonových tranzistorů, zbývají pouze křemíkové tranzistory řady KU a řady KD (všechny s vodivostí n-p-n). Křemíkové tranzistory KU601, KU602, KU605, KU606, KU607, KU611, KU612 jsou určeny pro spínací aplikace. Mají mezní kmitočet 12 až 15 MHz a při použití v koncovém zesilovači se jen velmi těžko podaří zajistit kmitočtovou stabilitu. Obvykle je nutno zesilovač důkladně kmitočtově kompenzovat, což vede k neúnosnému potlačení přenosu na horním konci nf pásma. Uvedené tranzistory mají i značně nelineární závislost h_{21E} na I_E , čímž



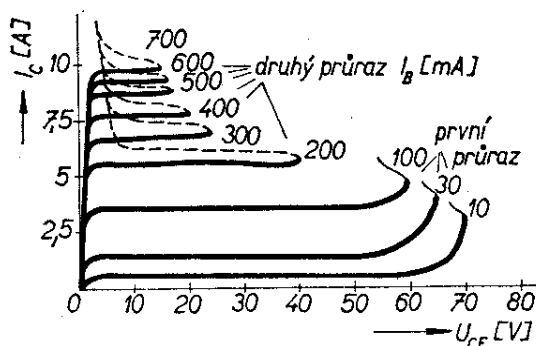
Obr. 11. Závislosti napěťového zesílení (strmosti) na výstupním napětí při různém stupni otevření (předpětí) u koncového zesilovače s komplementárními tranzistory

vzniká neúnosně velké zkreslení v kvazikomplementárním stupni. Další nevýhodou těchto tranzistorů je, že se při ohřátí zmenšuje jejich závěrné napětí U_{CE0} . Rovněž zbytkový proud I_{CE0} je poměrně velký a vyhovující teplotní stabilitu kolektorového proudu je možno zajistit jen za cenu poměrně velkých odporů v sérii s emitorem. Z těchto důvodů nelze dosáhnout s těmito tranzistory vyhovujících výsledků.

Pro aplikace v řídicí a regulační technice vyrábí n. p. Tesla Rožnov výkonové křemíkové tranzistory KD601, KD602 a KD610. Tranzistor typu KD601 má poměrně vysoký mezní kmitočet (vyšší než 10 MHz) a malé závěrné napětí U_{CE0} (24 V). Složený tranzistor typu KD610 v Darlingtonově zapojení má zbytečně vysoký mezní kmitočet, závěrné napětí $U_{CER} = 24 \text{ V}$ při $R_{BE} \leq 2,2 \text{ k}\Omega$ je však poměrně malé.

Ze sortimentu n. p. Tesla Rožnov je pro aplikace v nf technice nejvhodnější křemíkový výkonový tranzistor typu KD602. Tento tranzistor má závěrné napětí U_{CE0} 110 V, proud I_C je max. 8 A, výkonová ztráta 35 W. Proudový zesilovací činitel h_{21E} je poměrně velký a jeho závislost na I_E je poměrně plochá. Mezní kmitočet f_T udává výrobce $< 0,5 \text{ MHz}$; na základě praktických zkušeností lze ho však odhadnout na několik MHz. S tímto tranzistorem je možno realizovat s dobrými výsledky kvazikomplementární koncový zesilovač pro výstupní výkony asi do 20 až 40 W.

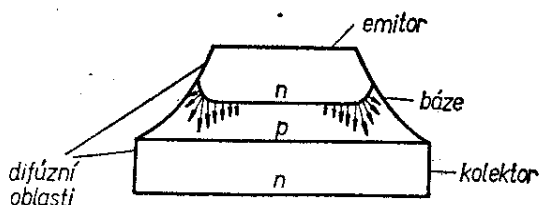
V zahraničí věnují výrobci velkou pozornost rozvoji sortimentu křemíkových



Obr. 12. Kolektorové charakteristiky výkonového tranzistoru (čárkované průběhy naznačují tzv. druhý průraz)

tranzistorů. Velkého pokroku ve zlepšení parametrů se dosáhlo zavedením technologie tranzistorů s tzv. homotaxiální bází. Původcem této technologie je fa RCA, od níž ji postupně převzali všichni ostatní světoví výrobci. Díky nové technologii se podařilo podstatně zvětšit odolnost proti druhému průrazu. Tento jev nastává u tranzistorů vlivem tzv. horkých center, která se vytvářejí při větší proudové hustotě v oblasti kolektorového přechodu. Při druhém průrazu dochází k náhlému zmenšení závěrného napětí při větším kolektorovém proudu a tranzistor se zničí. Ke druhému průrazu může dojít u tranzistorů jak v lineárních aplikacích (tzv. přední průraz), tak i u tranzistorů ve spínací technice (tzv. zpětný průraz, kdy se vlivem napětí indukovaného např. v cívce relé objeví mezi kolektorem a emitorem napětí v obráceném směru.)

Při měření křemíkového tranzistoru je možno získat sít kolektorových charakteristik podle obr. 12. Po dosažení určitého napětí U_{CE} se proud I_C rychle zvětšuje. Voltampérová charakteristika zde vykazuje záporný odpor. Není-li proud omezen, tranzistor se zničí. Tento jev se nazývá první (primární) průraz tranzistoru a definuje se napětím U_{CE0} (podle katalogu). S napětím U_{CE0} se může při návrhu zesilovače počítat a podle něj lze dimenzovat napětí napájecího zdroje. Podstatně obtížnější je odhadnout napětí sekundárního průrazu, neboť to výrobci neuvádějí. Jak vyplývá ze závislosti na obr. 12, dochází ke druhému průrazu při větších kolektorových proudech. Závěrné napětí se zmenšuje až na zlomek původní velikosti. Jak již bylo řečeno, vůči druhému průrazu jsou



Obr. 13. Příklad tranzistoru s homotaxiální strukturou

odolné tranzistory s homotaxiální bází, které používají křemíkovou destičku typu p s jednotnou koncentrační příměsí v celém objemu (obr. 13). Z jedné strany se do této destičky difunduje emitor a z opačné strany kolektor. Střední část křemíkové destičky (báze) má původní jednotnou dotaci příměsí — proto v ní nevzniká urychlující pole. Přířímým důsledkem této úpravy je snížení mezního kmitočtu f_T , což je u tranzistorů pro nízkofrekvenční techniku výhodné.

Přehled křemíkových výkonových tranzistorů s homotaxiální bází fy RCA je v tab. 1. Bohatý program mají i jiní výrobci. Prosazuje se např. fa Delco Electric, která používá pro výkonové tranzistory vhodně upravenou difúzní technologii, kterou se dosahuje odolnosti proti druhému průrazu (tab. 2.)

Jedním z výrobců, který má široký sortiment křemíkových výkonových tranzistorů, je fa Motorola. Tato firma jako první (asi před čtyřmi roky) uvedla na trh výkonové tranzistory v pouzdru z plastické hmoty (pro přímé uchycení

Tab. 1. Výkonové křemíkové tranzistory typu n-p-n (s homotaxiální bází) fy RCA

Typ	U_{CE0} [V]	h_{21E}	při I_C [A]
2N6261	80	25 až 100	1,5
2N6254	80	20 až 70	5
2N6258	80	20 až 60	15
2N6264	150	20 až 60	1
2N6262	150	20 až 70	3
2N6259	150	15 až 60	8
2N3054	55	25 až 100	0,5
2N3055	60	20 až 70	4
2N3772	60	15 až 60	10
2N3441	140	20 až 70	3
2N3773	140	15 až 60	8
2N6260	40	20 až 100	1,5
2N6253	45	20 až 70	3
2N6257	40	15 až 75	8
2N6263	120	20 až 100	0,5
2N4347	120	15 až 60	2
2N4348	120	15 až 60	5

šroubem na chladič.) Část výrobního programu fy Motorola je v tab. 3. V jednotlivých kategoriích podle kolektorového proudu se obvykle vyrábějí jak tranzistory typu n-p-n, tak i tranzistory typu p-n-p. Sortiment v oblasti křemíkových výkonových tranzistorů je skutečně velmi bohatý a není technickým ani cenovým problémem stavět dnes koncové výkonové zesilovače od výstupního výkonu několik W až do 200 či 300 W.

Tab. 2. Výkonové křemíkové tranzistory typu n-p-n (s trojitou difúzí fy Delco Electronics)

Typ	U_{CE0} [V]	I_C [A]	U_{CE0} [V]	Max. výko- nová ztráta [W]
DTS401	400	2	300	
DTS402	700	3,5	325	
DTS410	200	3,5	200	80
DTS411	300	3,5	300	100
DTS413	400	2,0	325	75
DTS423	400	3,5	325	100
DTS424	700	3,5	350	100
DTS425	700	3,5	400	100
DTS430	400	5	300	125
DTS431	400	5	325	125
DTS701	800	1	600	50
DTS702	1 200	3	750	50
DTS704	1 400	3	800	50
DTS721	1 000	3	800	50
DTS723	1 200	3	750	50
DTS801	1 000	2	700	100
DTS802	1 200	5	750	100
DTS804	1 400	5	800	100
2N3902	700	3,5	325	100
2N5157	700	3,5	400	100
2N5241	400	5	325	125
2N2580	400	10	325	150
2N2581	400	10	325	150
2N2582	500	10	325	150
2N2583	500	10	325	150
2N3079	200	10	200	
2N3080	300	10	300	

Důležitou částí návrhu zesilovače je tedy volba výkonových tranzistorů a způsob konstrukčního řešení chladičů pro požadovaný výstupní výkon. U výkonových tranzistorů v pouzdrech TO-3

udávají (podle provedení) výrobci teplotní odpor mezi systémem a pouzdrům asi 1 až 2°C/W. (Např. u tranzistoru 2N3055 udává fa RCA teplotní odpor R_{s-p} mezi systémem a pouzdrům 1,5°C/W.

Tab. 3. Přehled výkonových křemíkových tranzistorů fy Motorola

Typ	Vodivost	f_T [MHz]	U_{CE0} [V]	h_{21Emin}/max při I_C [A]	U_{CES} při I_C a I_B [V] [A] [A]	P_z [W]
2N3054	n-p-n	1	60	25/100-0,5	1-0,5-0,05	20
2N3766	n-p-n	3	60	40/160-0,5	1-0,5-0,05	20
2N3767	n-p-n	3	80	40/160-0,5	1-0,5-0,05	20
2N3740	p-n-p	3	60	30/100-0,25	0,6-1-0,125	25
2N3741	p-n-p	3	80	30/100-0,5	0,6-1-0,125	25
2N4899	p-n-p	3	60	20/100-0,5	0,6-1-0,1	25
2N4900	p-n-p	3	80	20/100-0,5	0,6-1-0,1	25
2N4911	n-p-n	3	60	20/100-0,5	0,6-1-0,1	25
2N4912	n-p-n	3	80	20/100-0,5	0,6-1-0,1	25
MJ4101	n-p-n	4	40	25/100-1,5	1-1,5-0,15	25
2N4231	n-p-n	1	40	25/100-1,5	0,7-1,5-0,15	35
2N4232	n-p-n	1	60	25/100-1,5	0,7-1,5-0,15	35
2N4233	n-p-n	1	80	25/100-1,5	0,7-1,5-0,15	35
2N4904	p-n-p	4	40	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N4905	p-n-p	4	60	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N4906	p-n-p	4	80	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N4913	n-p-n	4	40	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N4914	n-p-n	4	60	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N4915	n-p-n	4	80	25/100-2,5	1-2,5-0,25	87,5
2N3713	n-p-n	2,5	60	25/90-1	1-5-0,5	150
2N3714	n-p-n	2,5	80	25/90-1	1-5-0,5	150
2N3715	n-p-n	2,5	60	50/150-1	0,8-5-0,5	150
2N3716	n-p-n	2,5	80	50/150-1	0,8-5-0,5	150
2N3789	p-n-p	2,5	60	25/90-1	1-4-0,4	150
2N3796	p-n-p	2,5	80	25/90-1	1-4-0,4	150
2N3791	p-n-p	2,5	60	50/150-1	1-5-0,5	150
2N3792	p-n-p	2,5	80	50/150-1	1-5,05	150
2N3055	n-p-n	1	60	20/70-4	1,1-4-0,4	115
2N3771	n-p-n	0,8	40	15/60-15	2-15-1,5	150
2N3772	n-p-n	0,8	60	15/60-10	1,4-10-1	150
2N4398	p-n-p	4	40	15/60-15	1-15-1,5	200
2N4399	p-n-p	4	60	15/60-15	1-15-1,5	200

Pozn.: U všech typů jsou pouzdra typu TO-3.

Tento tranzistor má výkonovou ztrátu 115 W při teplotě pouzdra (nebo okolí) 25 °C. Od této teploty se ztrátový výkon zmenšuje se strmostí, danou teplotním odporem; při teplotě pouzdra 200 °C je nulový). Dosažitelný ztrátový výkon P při teplotě pouzdra (nebo okolí) T při ztrátovém výkonu P_{\max} při teplotě 25 °C a teplotním odporu R_{s-p} je možno určit ze vztahu

$$P = P_{\max} - \frac{T - 25}{R_{s-p}} [\text{W}; \text{W}, ^\circ\text{C}, ^\circ\text{C}/\text{W}].$$

Teplotní odpor mezi systémem tranzistoru a okolím (tj. mezi systémem a vzduchem okolo pouzdra) je u pouzdra TO-3 asi 30 °C/W. Při použití chladiče se tento teplotní odpor dosti výrazně zmenší. Teplotní poměry se též značně zlepší, nanese-li se mezi dosedací plochu tranzistoru a chladič tenká vrstva silikonové vazelíny, která vyplní drobné nerovnosti povrchu. Teplotní odpor chladičů lze určit obtížně a pouze nepřesně (záleží nejen na tvaru, ale i na poloze chladiče v přístroji apod.). Proto se potřebná plocha chladiče volí nejčastěji podle zkušeností a dodatečně se ověřuje, zda za provozu v mezních podmínkách nejsou tranzistory výkonově (teplotně) přetíženy.

Volba zapojení výkonového zesilovače

Výkonový zesilovač má tyto hlavní části: vstupní napěťový zesilovač, napěťový zesilovač, obvod pro nastavení pracovního bodu a teplotní stabilizace budiče a koncového stupně, budicí zesilovač, koncový zesilovač a obvod pro limitaci výstupního proudu při přetížení nebo při zkratu. Tyto jednotlivé části jsou do jisté míry samostatnými obvody, musí však být navrženy s ohledem na ostatní části zesilovače.

Často diskutovanou otázkou je dokonalost párování tranzistorů pro výkonový zesilovač. Jak jsem uvedl, nedokonale párované tranzistory nejsou jedinou příčinou zkreslení u kvazikomplementárních zesilovačů, u nichž je hlav-

ním nedostatkem především nesouměrnost obou větví koncového zesilovače a budičů. Určitě má větší význam přesně párovat tranzistory u zesilovačů s komplementárními tranzistory. Špatně párované dvojice tranzistorů pro výkonovou část i pro budiče způsobují nejen zkreslení, ale jsou i častou příčinou kmitočtové nestability zesilovače. Tato nestabilita může vést až k rozkmitání zesilovače; v „lehčím“ případě se projevuje zákmity na obou nebo na jedné půlvlně výstupního napětí. Tento nedostatek je často vážnější než zkreslení, neboť zkreslení se může přijatelně zmenšit při dostatečné rezervě v zesílení na zápornou zpětnou vazbu.

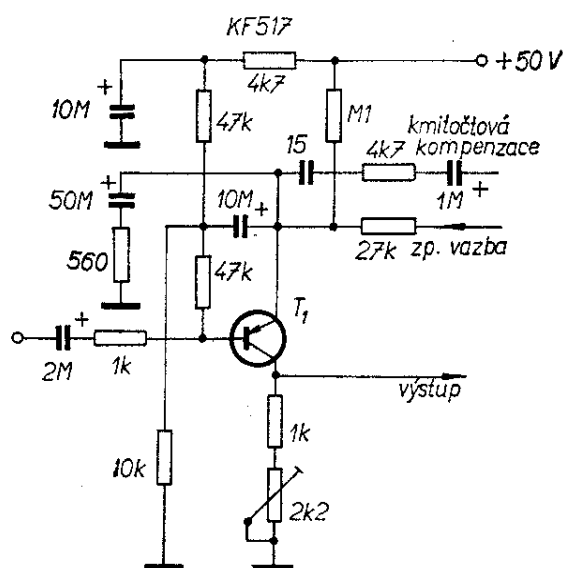
Podle mých zkušeností je nutno nejprve zvolit podle dostupnosti a záměru tranzistory s co nejmenším mezním kmitočtem f_T a s dostatečně velkým závěrným napětím a výkonovou ztrátou. Tranzistory je třeba párovat podle proudového zesilovacího činitele alespoň při třech různých kolektorových proudech. Na volbě kolektorového napětí příliš nezáleží — může být jednotně např. 10 V. Při měření s většími kolektorovými proudy je třeba číst údaje co nejrychleji, aby se tranzistor znatelně neohřál, jinak se projeví teplotní závislost proudového zesílení a výsledky měření nebudou srovnatelné. Údaje páru tranzistorů by se neměly lišit o více než asi $\pm 5\%$. (Výkonové tranzistory je možno párovat např. při kolektorových proudech 20 mA, 100 mA a 2 A, při těchto proudech by neměl být rozdíl h_{21E} u obou tranzistorů větší než 5 %).

Pro jednoduchost si nejprve popíšeme jednotlivé díly výkonového zesilovače s asymetrickým napájením.

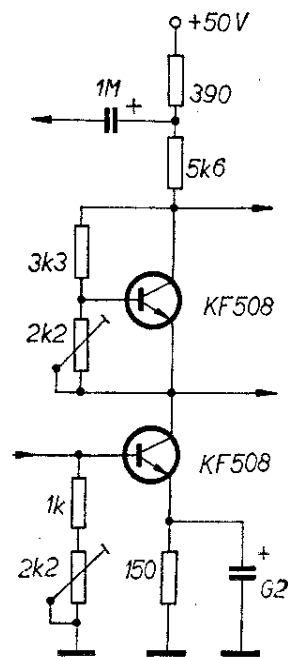
Vstupní napěťový zesilovač slouží k napěťovému zesílení signálu a musí umožnit zavedení stejnosměrné napěťové záporné zpětné vazby z výstupu. Napěťový zesilovač je na vstupu výkonového zesilovače a určuje tedy i jeho vstupní odpor. S ohledem na potlačení zkreslení koncového stupně zápornou zpětnou vazbou je vhodné volit zesílení vstupního napěťového zesilovače co možno největší.

U starších přístrojů byl vstupním zesilovačem nejčastěji jednoduchý stupeň

Zesílený signál se odebírá z kolektoru tranzistoru vstupního zesilovače a vede se do napětového zesilovače. Příklad nejčastěji používaného zapojení napětového zesilovače je na obr. 15. Do obvodu kolektoru je zavedena zpětná vazba z teplotně citlivého prvku (horní tranzistor KF508). U tohoto způsobu teplotní kompenzace je teplotně citlivý prvek (snímací tranzistor) umístěn tak, aby měl tepelný kontakt s chladičem výkonových tranzistorů. Při oteplení koncových tranzistorů se ohřeje i snímací tranzistor. (Při ohřátí koncových tranzistorů by se nepřipustně zvětšoval kolektorový proud). Napětí mezi kolektorem a emitorem snímacího tranzistoru se zmenšuje a tím se přivírají výkonové tranzistory. Pro správnou funkci teplotní stabilizace je třeba, aby časová konstanta a odpor přenosu tepla mezi výkonovým tranzistorem a snímacím tranzistorem byly co nejmenší. Tyto požadavky se dají poměrně lehce splnit vhodným umístěním snímacího tranzistoru na chladič. Osvědčuje se např. umístit snímací tranzistor do díry v chladiči mezi výkonovými tranzistory. Dobrého teplotního kontaktu se dosáhne zatmelením kovového pouzdra snímacího tranzistoru do díry v chladiči epoxidovou pryskyřicí,



Obr. 14. Zapojení vstupního zesilovače



Obr. 15. Napěťový zesilovač s rozdělením signálu

Teplotní stabilizace snímacím tranzistorem se ukazuje jako nejlepší, neboť teplotní záporná zpětná vazba je velmi pružná a těsná. Proto se tento způsob používá u novějších konstrukcí koncových zesilovačů nejčastěji. Méně často se používají jako teplotně citlivé prvky termistory nebo diody (s nimi lze jen velmi obtížně dosáhnout vyhovujícího teplotního souběhu mezi změnou kolektorového proudu koncových tranzistorů a žádanou změnou nastavovacího napětí).

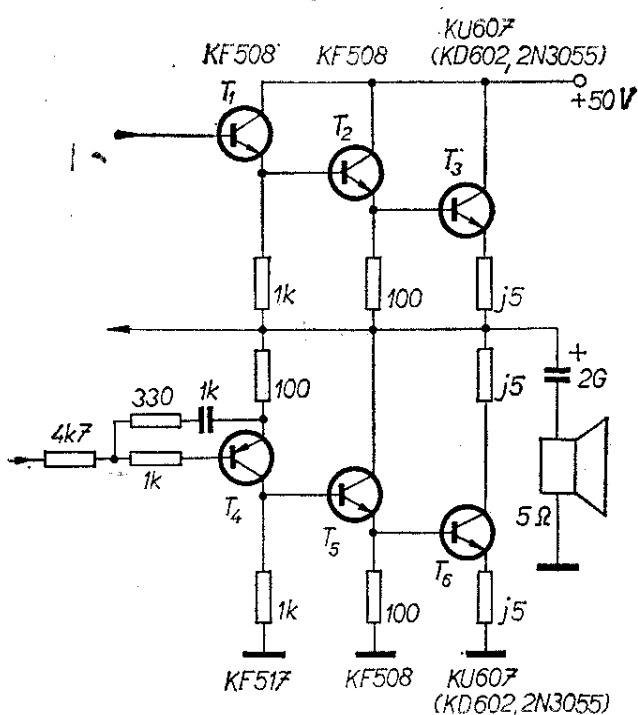
Napěťový zesilovač má pracovat s poměrně velkým napěťovým zesílením (větším než 40 dB), aby celý výkonový zesilovač měl dostatečně velké zesílení, a to jak z hlediska velkého vstupního odporu, tak i z hlediska co nejmenšího zkreslení. Část odporu mezi bází tranzistoru a zemí je obvykle vytvořena odporovým trimrem, jímž se nastavuje napětí na kolektoru tranzistoru tak, aby (s ohledem na provedení budičů a koncového stupně) napětí na výstupu bylo (bez buzení) polovinou napájecího napětí; pak lze dosáhnout největšího výstupního výkonu s nejmenším zkreslením.

Na napěťový zesilovač se připojuje budičí zesilovač s komplementární dvojicí a kvazikomplementární nebo komplementární koncový stupeň. Často se ke zlepšení vybuditelnosti koncového stupně a ke zlepšení symetrie zatěžování napěťového zesilovače vkládá mezi tyto dvě části zesilovače oddělovací stupeň (podle provedení koncového stupně s kvazikomplementární nebo komplementární dvojicí).

Příklad uspořádání pro kvazikomplementární koncový stupeň je na obr. 16. Horní větev je tvořena třístupňovou kaskádou emitorových sledovačů. Toto zapojení má napěťový přenos menší než jedna, velký vstupní odpor a velké výkonové zesílení. Dolní větev má také tři stupně. Za tranzistorem v zapojení SE je emitorový sledovač a tranzistor v zapojení SE. Nestejný vstupní odpor a napěťový přenos jsou zčásti vyrovnány zařazením odporů $4,7\text{ k}\Omega$ a $1\text{ k}\Omega$ do série se vstupem T_4 . Budiče i koncové tranzistory mají velké proudové a výkonové zesílení, ale nepodílejí se již podstatně na napěťovém zesílení signálu; mají však určující vliv na zkreslení výstupního napětí.

Ke zmenšení zkreslení a pro teplotní stabilizaci je vhodné zařadit do emitorů výkonových tranzistorů odpory několik desetin Ω . Zmenšuje se tím sice poněkud dosažitelná amplituda výstupního napětí, avšak odpory značně přispívají k linearizaci výstupního napětí a k ochranně poměrně drahých výkonových tranzistorů.

Krátce se zmíním o kmitočtové nestabilitě výkonových zesilovačů a způsobech jejího odstranění. Z obvodové praxe je známou zkušeností, že při větším počtu stupňů než dva může vzniknout kladná zpětná vazba na vnitřním odporu zdroje. U výkonového zesilovače s větším výstupním výkonem (např. 100 W) a zatěžovacím odporem $4\text{ }\Omega$ je odběr proudu z napájecího zdroje až 7 A . Při tak velkém proudu vzniká i na poměrně malém vnitřním odporu zdroje dosti značný napěťový úbytek a celý zesilovač se může rozkmitat. U zesilovačů pro menší a střední výstupní výkony se vystačí se zdrojem s vnitřním odporem menším



Obr. 16. Budiče s koncovým zesilovačem

než $1\text{ }\Omega$. Pro výstupní výkony 50 W a více je žádoucí použít zdroj s vnitřním odporem menším než $0,1\text{ }\Omega$.

Další příčinou kmitočtové nestability jsou často nevhodně umístěné „signální“ vodiče a vodiče od napájecího zdroje. Je si třeba uvědomit, že napájecí vodiče a vodiče od výkonových tranzistorů tvoří silná pole, která se indukční i kapacitní vazbou přenášejí do celého zesilovače a mohou vyvolat kmitočtovou nestabilitu nejen výkonového zesilovače, ale i vstupních obvodů. Tomu lze zabránit vhodným rozmístěním vodičů (aby nevznikaly smyčky), důsledným zemněním jednotlivých zemnicích bodů do „ústřední“ země zesilovače (vývod filtračního elektrolytického kondenzátoru na výstupu stabilizovaného zdroje nebo jiný vhodný bod ve stabilizovaném zdroji). Důležité je rovněž dostatečně dimenzovat vodiče, přes které protékají větší proudy.

Velmi užitečným prostředkem k potlačení vazeb na napájecích vodičích je elektrolytický kondenzátor i s malou kapacitou, umístěný na desce s plošnými spoji koncového zesilovače. Při podezření na oscilace ve vf oblasti (při použití např. výkonových spínacích tranzistorů

s vyšším mezním kmitočtem f_T) je výhodné blokovat přívody napájecího napětí keramickými kondenzátory.

Další příčinou kmitočtové nestability (pomineme-li nevhodně navržené zapojení či špatně zvolené součástky) může být nesouměrnost koncového zesilovače, která je způsobena nesouměrností koncových větví u kvazikomplementárního zesilovače či všeobecně špatně párovanými tranzistory. Zkušenost ukazuje, že k oscilacím jsou podstatně náchylnější výkonové kvazikomplementární zesilovače než zesilovače s komplementární dvojicí.

Kmitočtovou nestabilitu lze potlačit správným párováním tranzistorů a pokud to nestačí, kompenzací výkonového zesilovače. Princip kmitočtové kompenzace spočívá v zásadě v úpravě vzájemného vztahu mezi amplitudou a fázovou charakteristikou tak, aby v celém kmitočtovém pásmu (tedy i mimo slyšitelné nf pásmo) bylo zajištěno, že fáze napětového přenosu přímé větve zesilovače nedosáhne posuvu 180° , dokud se napětové zesílení nezmění pod 0 dB. Podle vlastních zkušeností přistupuji ke kmitočtové kompenzaci jako k nouzovému prostředku; pokud je to možné, nezavádím do zesilovače žádnou kmitočtovou kompenzaci (což je většinou možné u zesilovačů s komplementární dvojicí), nebo se snažím vystačit s co nejslabší kmitočtovou kompenzací. Obvyklými způsoby kmitočtové kompenzace se totiž nejen zmenšuje napětové zesílení signálů vyšších kmitočtů, ale i dosažitelný výstupní výkon v horní části kmitočtového pásma. Někdy se kmitočtovou kompenzací deformuje i průběh amplitudy napětového zesílení v některé části kmitočtového pásma, což je nežádoucí.

Jako přímý důsledek značného rozvoje obvodové techniky v integrovaných monolitických operačních zesilovačích byla v posledních dvou letech převzata řada u nich uplatňovaných obvodových principů i do zapojení výkonových zesilovačů (vstupní zesilovač v diferenciativním zapojení, přechod napájení zesilovače z asymetrického na symetrický napájecí zdroj, stejnosměrná vazba výstupu a zátěže,

způsob navázání jednotlivých částí zesilovače atd.). U nejmodernějších koncepcí se bezpochyby uplatní řešení napětových zesilovačů s tzv. aktivní zátěží a výrazně se projeví také snaha po zmenšení počtu tranzistorů přímo zúčastněných na přenosu signálu. V souhrnu se však vliv nové obvodové techniky projeví zvětšením počtu použitých tranzistorů, neboť k zajištění přesného pracovního režimu „přenosových“ tranzistorů jsou třeba poměrně složité pomocné obvody s poměrně značným počtem tranzistorů. Snahou konstruktérů je zvětšit dosažitelné napětové zesílení v přímé větvi tak, aby vznikla co největší rezerva pro zavedení záporné zpětné vazby, která účinně zmenšuje zkreslení, zvětšuje vstupní odpor a zmenšuje výstupní odpor zesilovače. Dalším důsledkem menšího počtu přenosových stupňů je zmenšení přídavného fázového posuvu a tím zlepšení kmitočtové stability při všech provozních podmínkách zesilovače. Blíže si prvky nové obvodové techniky vysvětlíme na příkladech zahraničních zesilovačů i na dvou příkladech zesilovačů, které byly zhotoveny s tuzemskými součástkami.

Důležitou vlastností koncového zesilovače je šířka kmitočtového pásma pro plný výstupní výkon. Hlavní podíl na kmitočtovém omezení u dolního konce pásma mají obvykle nedostatečně dimenzované blokové a vazební elektrolytické kondenzátory. U výkonových zesilovačů se vazební kondenzátory používají nejvýše na dvou místech, jednak na vstupu (při dostatečně velkém vstupním odporu se vystačí s vazební kapacitou řádu μF) a jednak na výstupu (u zapojení s asymetrickým napájením). (Pro zátěž v rozmezí od 4 do 8 Ω se vystačí s vazebním kondenzátorem 2 až 4 GF). Přenosové vlastnosti při nižších kmitočtech se mohou zhoršit i při malých kapacitách filtračních elektrolytických kondenzátorů na výstupní straně napájecího zdroje, neboť při výkonovém zatížení zesilovače při nižších kmitočtech slouží filtrační kondenzátory k vyrovnání zvýšených požadavků na napájecí proud. U zesilovačů pro vyšší výstupní výkony je vhodné použít zdroj s filtračními kondenzátory

s co největšími kapacitami (např. 2 až 5 GF).

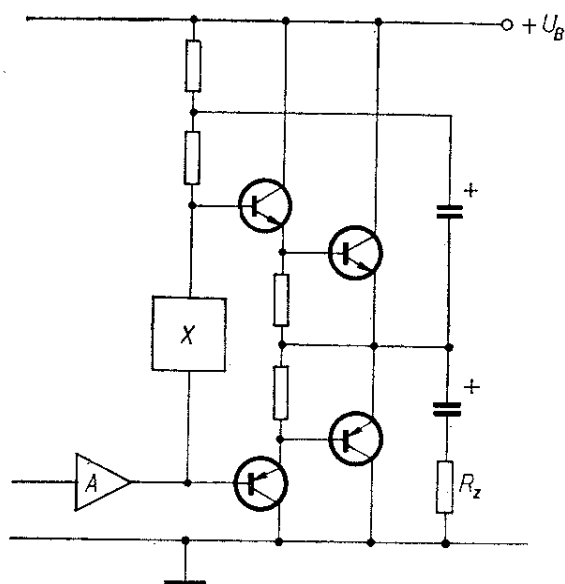
K dosažení dobrých výsledků je nezbytné použít pro výkonový zesilovač vyhovující napájecí zdroj. Použije-li se napájecí zdroj bez stabilizace, nejsou vytvořeny předpoklady pro optimální výkonové využití zesilovače. Při menším vybuzení zesilovače se odběr proudu ze zdroje zmenšuje a napájecí napětí se zvětšuje. Tím se neúčinně zvyšují nároky na závěrné napětí U_{CE0} výkonových tranzistorů. Naopak při větším vybuzení zesilovače se napájecí zdroj zatěžuje větším odběrem proudu a napájecí napětí se zmenšuje. Tím se zmenšuje dosažitelná amplituda výstupního napětí a tedy i maximální nezkreslený výstupní výkon. Nestabilizované napájecí napětí z napáječů s filtrem RC kolísá podle odběru proudu běžně o více než 10 %. Stabilizaci napájecího napětí je také možno zlepšit nejen odstup rušivých napětí ze sítě, ale i šumové vlastnosti zesilovače.

O dalších otázkách vyplývajících z metodiky návrhu výkonových zesilovačů se zmíním u vybraných příkladů zahraničních výkonových zesilovačů s křemíkovými tranzistory.

Příklady zapojení moderních výkonových zesilovačů

Přestože většina výkonových zesilovačů pracuje ve třídě B (nebo AB), vyskytuje se ojediněle i snaha konstruovat zesilovače ve třídě A. Výkonové zesilovače ve třídě A mají však výstupní výkon nejvýše 10 až 20 W, neboť pro větší výstupní výkony je (v tomto režimu) velmi obtížné zajistit vhodné výkonové tranzistory.

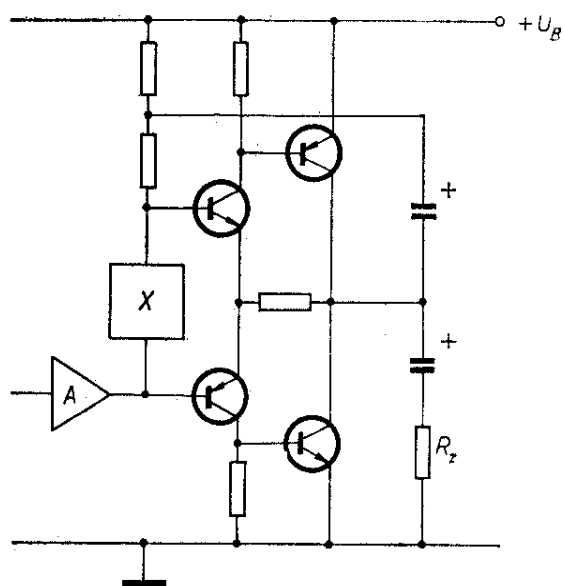
V časopisu *Wireless World* 1970, č. 1 413 byla popsána konstrukce ultralineárního výkonového zesilovače ve třídě A. Při návrhu tohoto zesilovače se autor L. Nelson musel zabývat celou řadou technicky zajímavých problémů. Ze tří možných variant zapojení koncové části zesilovače s asymetrickým napájením (komplementární dvojice v zapojení jako napěťové sledovače podle obr. 17, komplementární dvojice v zapojení se



Obr. 17. Koncový zesilovač s komplementárními tranzistory jako napěťový sledovač

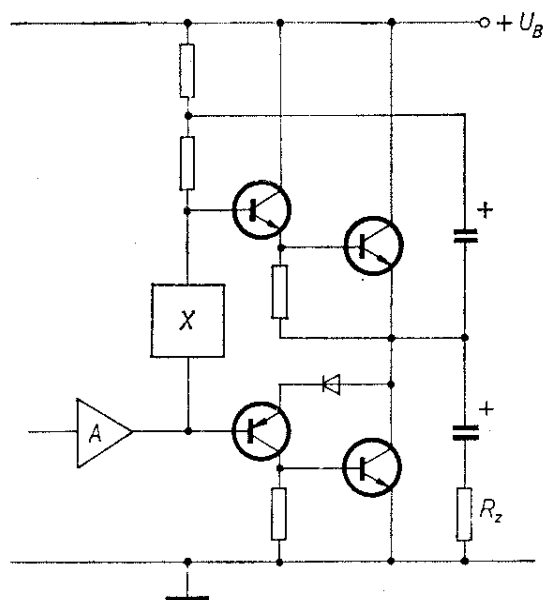
společným emitorem podle obr. 18 a kvazikomplementární dvojice s nesouměrným zapojením podle obr. 19) byla zvolena varianta podle obr. 19. Podrobné zapojení koncové části s budiči je na obr. 20.

U koncového zesilovače je pravděpodobně nejkritičtější bodem návrhu zajištění vyhovující teplotní stability a ochrany proti přetížení výkonových tranzistorů. Tato otázka je řešena po-

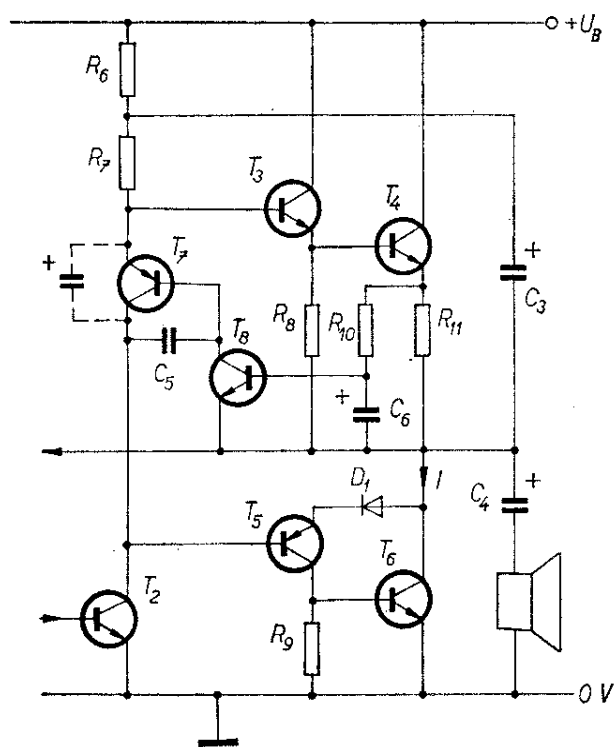


Obr. 18. Koncový zesilovač s komplementárními tranzistory se společným emitorem

mocí dvou tranzistorů T_7 a T_8 , odporem R_{11} a filtračním kondenzátorem C_6 . Obvod pracuje jako automatika, která udržuje střední proud odporem R_{11} asi na 0,5 A. Při zvětšení výstupního proudu má zvětšení úbytku napětí na odporu R_{11} za důsledek větší otevření tranzistoru T_8 a následné větší otevření tranzistoru T_7 , který slouží k nastavení klidového pracovního bodu budiče a koncového stupně. Tím se zmenší „otevírací“ napětí mezi bázemi tranzistorů T_3 a T_5 a přivrou se koncové tranzistory. Nf složky napětí na bázi tranzistoru T_8 se odfiltrují, takže tato zpětná vazba je odvozena pouze od střední hodnoty proudu. Filtř RC musí být navržen pro odfiltrování i nejnižších kmitočtů nízkofrekvenčního signálu, jinak by se proud tranzistorem T_8 měnil s kmitočtem výstupního napětí. Problémem je v tomto případě volba elektrolytického kondenzátoru, neboť jeho funkce musí být zajištěna při polarizaci asi 500 mV. Tomuto požadavku nevyhoví hliníkové elektrolytické kondenzátory — musí se použít tantalový kondenzátor s dielektrikem z pentoxydu tantalu, jenž pracuje i při nepatrné stejnosměrné polarizaci.



Obr. 19. Koncový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení



Obr. 20. Zapojení ultralinearního výkonového zesilovače ve třídě A

Tranzistor T_7 jednak udržuje v obvodu takové předpětí, které zajišťuje stálou střední hodnotu proudu z emitoru tranzistoru T_4 , a jednak slouží i k teplotní stabilizaci koncových tranzistorů; umísťuje se proto do těsné blízkosti koncových tranzistorů na chladič. Poměrně značná impedance mezi jeho kolektorem a emitorem může způsobit určitou nesusměrnost v řízení budících tranzistorů T_3 a T_5 . Nesusměrnost se odstraňuje kladnou zpětnou vazbou přes kondenzátor C_3 a zapojením kondenzátoru C_5 mezi bázi a emitor tranzistoru T_7 . Při nižších kmitočtech stačí sice použít kondenzátor C_3 , při vyšších kmitočtech však vznikají ve výkonovém stupni přídavné fázové posuvy, jejichž nepříznivý vliv na nesusměrnost přenosu v obou větvích odstraní kondenzátor C_5 . Připojením kondenzátoru mezi emitor a bázi tranzistoru dochází k vynásobení jeho kapacity tak, že mezi kolektorem a emitorem se uplatňuje efektivní kapacita C_5 , násobená proudovým zesílením tranzistoru T_7 . Případně je možno místo kondenzátoru C_5 připojit kondenzátor s kapacitou např.

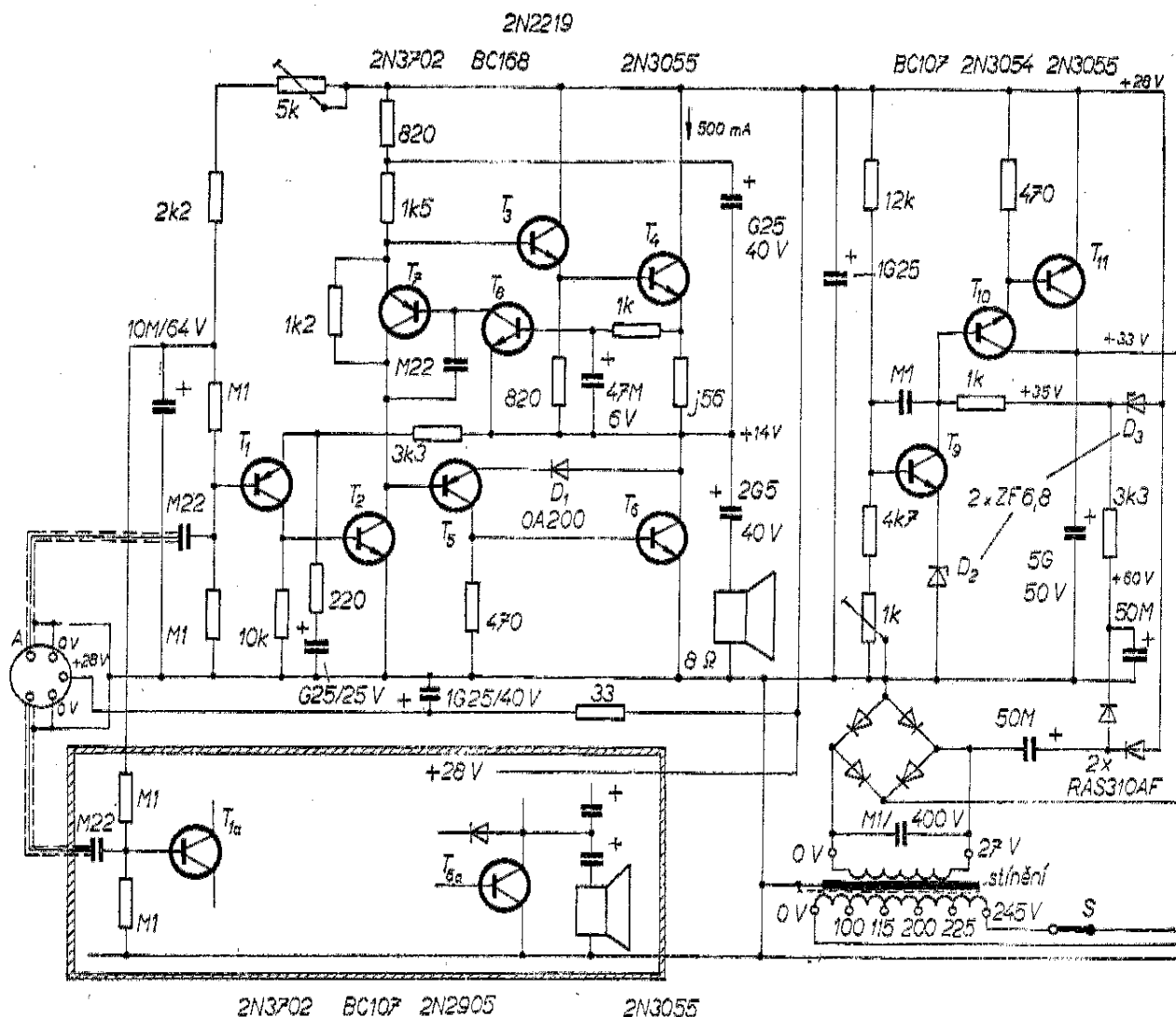
250 μ F/6 V mezi kolektor a emitor tranzistoru T_7 .

Celkové zapojení zesilovače ve třídě A pro výstupní výkon 10 W je na obr. 21. Vstupní část je řešena běžně. V zesilovači je zavedena záporná stejnosměrná zpětná vazba 100 % přes odpor 3,3 k Ω do emitoru vstupního tranzistoru. Tato zpětná vazba se pro střídavé signály upravuje v poměru odporů 3,3 k Ω a 220 Ω .

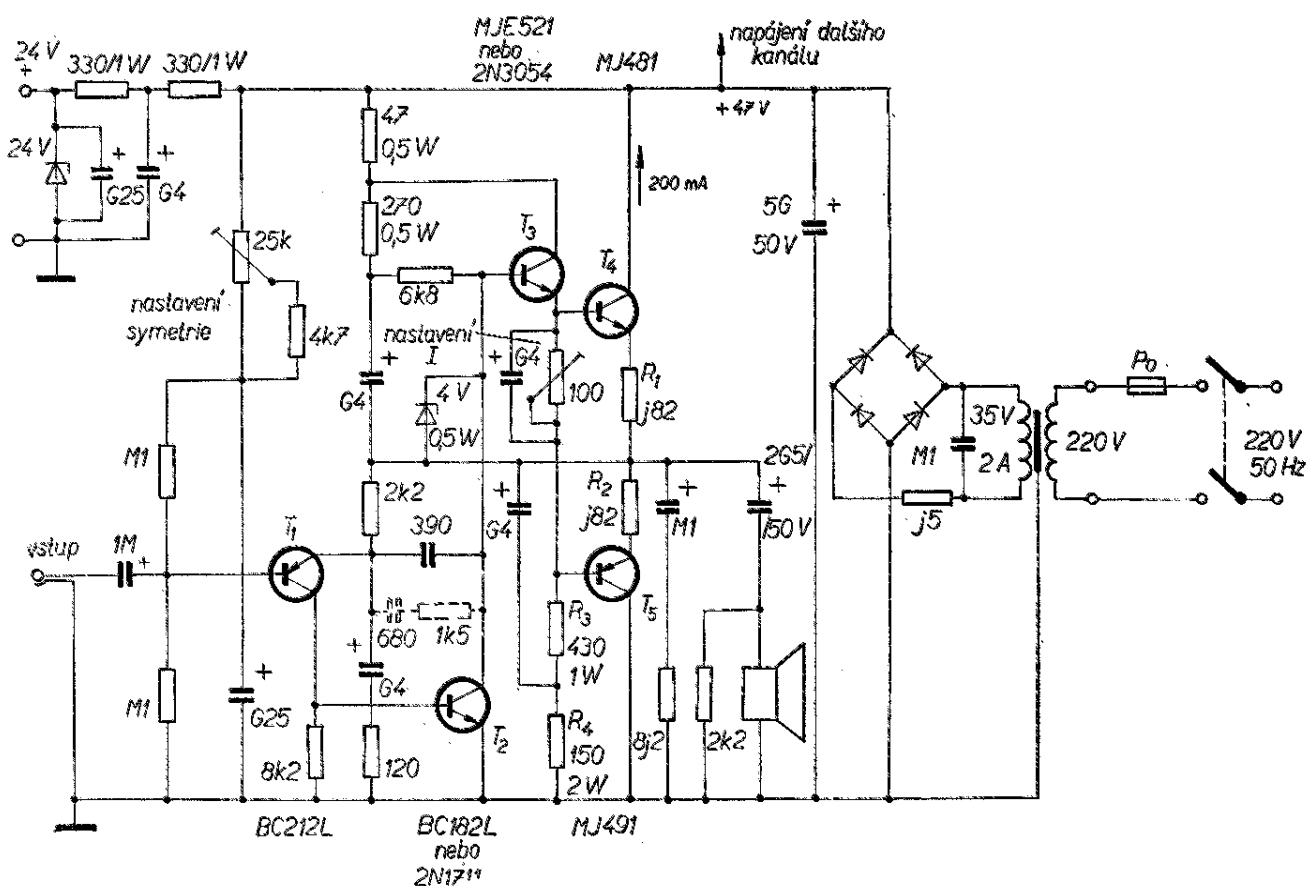
Smyslem stejnosměrné zpětné vazby je udržet klidovou polohu napětí na výstupu na úrovni dané napětím na bázi tranzistoru T_1 , zvětšeného o velikost úbytků napětí mezi bázi a emitorem tranzistoru T_1 a na odporu 3,3 k Ω . Klidovou úroveň výstupu (vzhledem k toleranci součástek) lze přesně nastavit trimrem 5 k Ω v bazovém děliči tranzis-

toru T_1 . Vlivem teploty dochází k určité definovatelné změně napětového úbytku na emitorovém přechodu tranzistoru T_1 v propustném směru. Tato změna je v průměru asi 2 mV/°C. S teplotou se zvětšuje proudové zesílení tranzistorů T_1 a T_2 , což vede také k určitému zmenšení napětí na kolektoru tranzistoru T_2 . Vlivem těchto teplotních závislostí dochází při ohřátí obvodu k mírnému porušení napětové symetrie na výstupu (asi 4 až 5 mV/°C) a klidová úroveň výstupu se posune mírně směrem k potenciálu země (o několik desítek mV, např. v rozsahu teploty 0 až 40 °C asi o 200 mV).

K napájení zesilovače se používá sériový stabilizátor, u něhož se (k lepší stabilizaci a filtraci napětí) využívá samostatného řízení budiče ze zdvojevače napětí v tzv. Croftově zapojení.



Obr. 21. Celkové zapojení ultralinearního zesilovače ve třídě A



Obr. 22. Zapojení výkonového zesilovače s budičem z emitorového sledovače

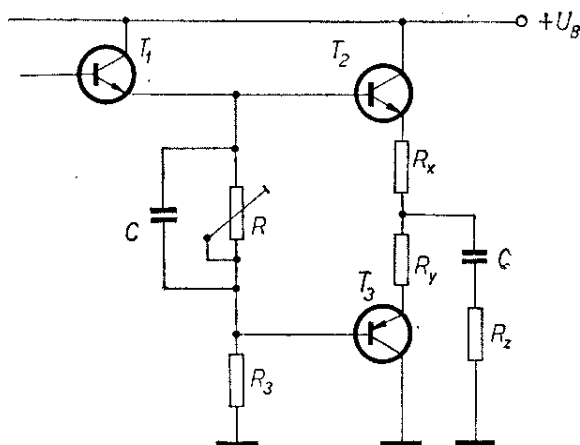
Tab. 4. Parametry ultralinearního výkonového zesilovače ve třídě A s výstupním výkonem 10 W

Výstupní výkon	10 W.
Šířka pásma (napěťová)	36 Hz až 54 kHz (−1 dB).
Šířka pásma pro plný výstupní výkon	15 Hz až 30 kHz.
Odstup brumu	−3 dB (poloviční výkon) při 60 kHz.
Odstup šumu	−83 dB při 10 W; −100 dB při 10 W.
Doba čela impulsu	0,5 μs.
Vstupní impedance	50 kΩ.
Napěťové zesílení přímé větve	4 750.
Zkreslení	0,015 % na 1 kHz při 10 W (převážně třetí harmonická), 0,01 % při 2,5 W, 0,005 % při 350 mW.
Oddělení kanálů	−43 dB při 20 Hz; −60 dB při 1 kHz.

Napětové zesílení přímé větve zesilovače je asi 4 750 a výsledné napětové zesílení je nastaveno na 16. Redukce zesílení a tím i rezerva na uplatnění zpětné vazby je 297, tj. asi 49,5 dB. Odstup od rušivých signálů je 83 dB a od širokopásmového šumu více než 100 dB (uvažováno pro plný výstupní výkon). Vstupní impedance je vlivem záporné zpětné vazby určena výsledným odporem báze tranzistoru T_1 (asi 50 k Ω). Výsledné parametry zesilovače při zátěži 8 Ω jsou v tab. 4.

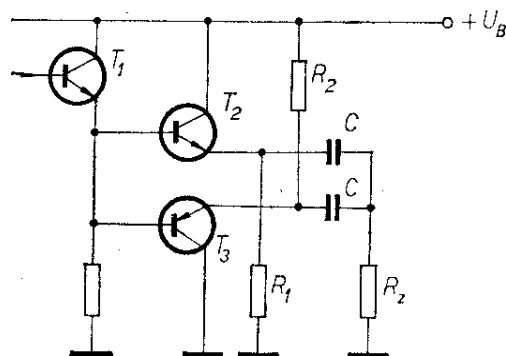
Příklad jednoduššího výkonového zesilovače pro střední nároky je na obr. 22. Zapojení zesilovače bylo publikováno v časopise Wireless World 1970, č. 1 417. Smyslem návrhu tohoto zesilovače bylo ověřit možnost dosažení vyhovujících výsledků při co nejjednodušším zapojení. Koncový stupeň byl zvolen s komplementárními tranzistory a s budičem ze sledovače v základním zapojení podle obr. 23. Při tomto uspořádání je možno vypustit komplementární budiče v obou větvích, neboť emitorový sledovač se chová jako zdroj napětí. Tím je splněna podmínka řízení koncových tranzistorů zdrojem signálu s dostatečně malým výstupním odporem. Toto zapojení je možno překreslit do tvaru podle obr. 24, z něhož je zřejmé, že pro jednotlivé polarity signálu pracují obě větve v Darlingtonově zapojení. Horní větev s tranzistory T_1 a T_2 je Darlingtonovo zapojení s kapacitní vazbou na zátěž. Dolní větev s komplementární dvojicí tranzistorů T_1 a T_3 v zapojení dvoustupňového emitorového sledovače má obdobné vlastnosti jako klasické Darlingtonovo zapojení. Při tomto zapojení mají sledovače velkou dynamickou vstupní impedanci a jednotlivé stupně jsou dobře impedančně přizpůsobeny, čímž lze dosáhnout velké účinnosti.

K nastavení proudu koncových tranzistorů slouží trimr 100 Ω , který je pro střídavý signál přemostěn elektrolytickým kondenzátorem. Koncové tranzistory jsou proto při obou polaritách signálu buzeny symetricky. Vstupní napětový zesilovač je řešen běžným způsobem. Do emitoru tranzistoru T_1 je zavedena stoprocentní záporná zpětná vazba; zpětná vazba

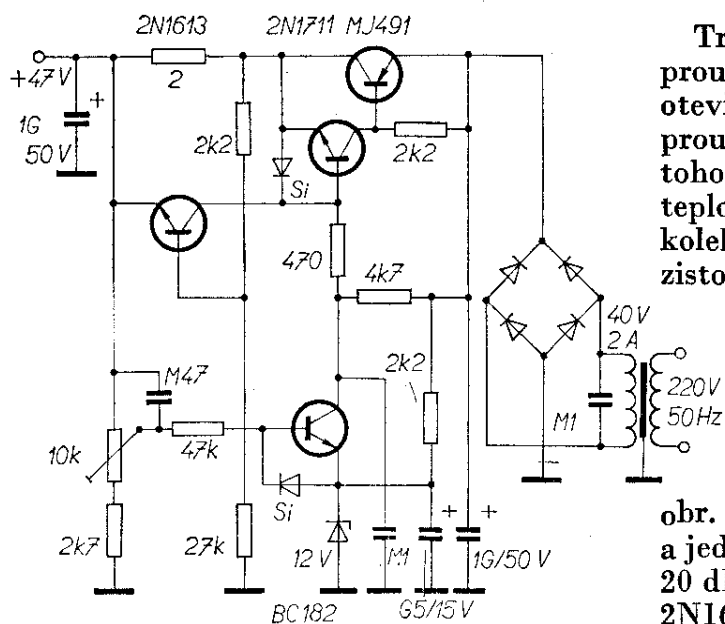


Obr. 23. Zapojení koncového zesilovače s komplementárními tranzistory, který je buzen emitorovým sledovačem

vyhovujícím způsobem zmírňuje teplotní závislost úrovně výstupu. Zesílení střídavého signálu je určeno děličem z odporů 2,2 k Ω a 120 Ω . Kondenzátor 390 pF mezi kolektorem tranzistoru T_2 a emitorem tranzistoru T_1 a odpor 8,2 Ω v sérii s kondenzátorem 100 nF (Boucherotův člen) upravují fázovou charakteristiku a zajišťují kmitočtovou stabilitu zesilovače při vyšších kmitočtech obr. 22. Při uvedených součástkách je napětový přenos zesilovače rovný až do 100 kHz, kdy nastává pokles se strmostí 20 dB/dek. Při kapacitní zátěži (např. elektrostatický reproduktor) je vhodné paralelně ke kondenzátoru 390 pF přidat sériovou kombinaci RC 1,5 k Ω a 680 pF. Při běžné zátěži tato korekce zužuje šířku pásma na 30 až 50 kHz.



Obr. 24. Překreslené zapojení koncového zesilovače s budičem emitorovým sledovačem pro střídavý signál



Obr. 25. Zapojení stabilizovaného zdroje pro výkonový zesilovač podle obr. 22

Trimrem 100 Ω se nastavuje klidový proud koncových tranzistorů; pro větší otevření (do třídy A) je možno nastavit proud 200 mA. Značným nedostatkem tohoto koncového zesilovače je, že nemá teplotní zpětnou vazbu ke stabilizaci kolektorového proudu koncových tranzistorů. Teplotní stabilizaci zajišťují pouze emitorové odpory 0,82 Ω , které současně přispívají k linearizaci napěťového přenosu.

Pracovní podmínky zesilovače je možno zlepšit stabilizovaným napájecím napětím ze zdroje podle obr. 25. Zlepší se jednak šumové poměry a jednak odstup signálu od brumu (asi o 20 dB). Jako limitační tranzistor pracuje 2N1613, který je emitorovým přechodem připojen ke vzorkovacímu odporu 2 Ω . Úbytkem napětí na odporu v závislosti na odebíraném proudu se otevírá tranzistor 2N1613 a přivírá se tranzistor 2N1711

Tab. 5. Parametry výkonového zesilovače s komplementárními tranzistory

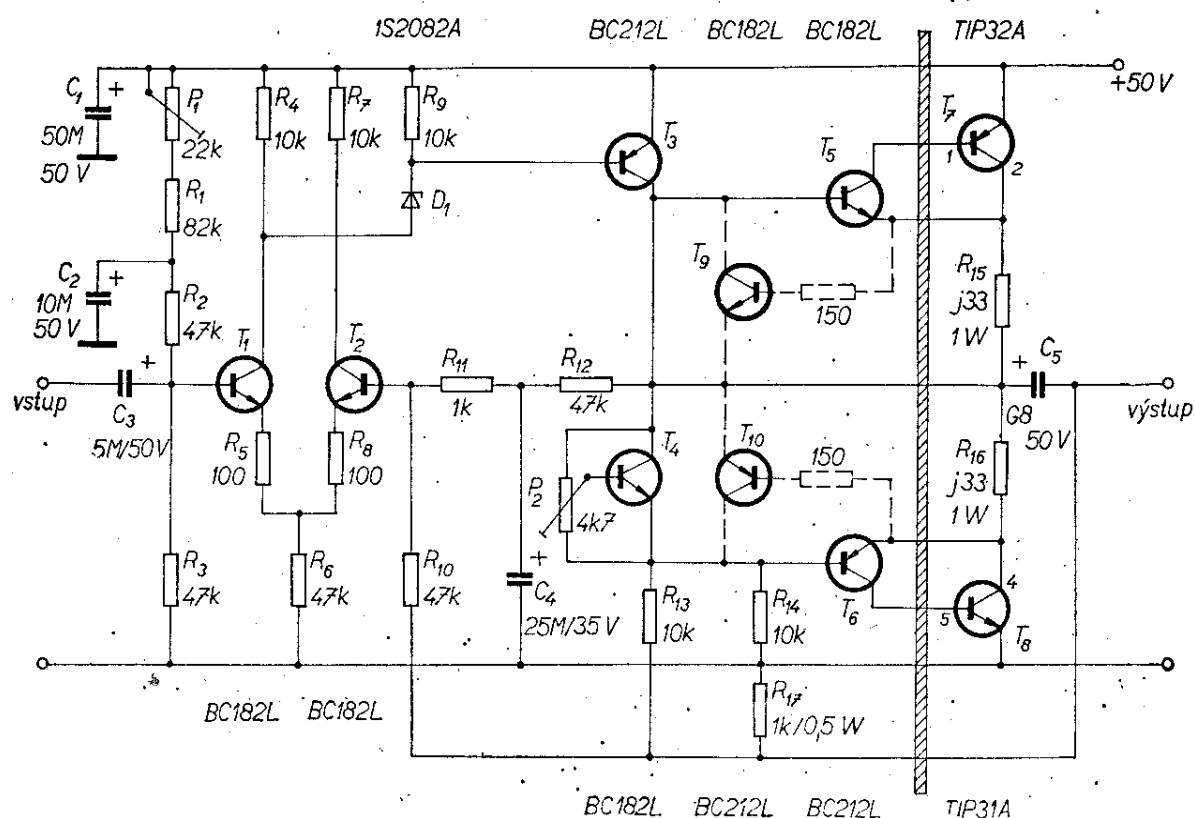
Výstupní výkon	15 W do 15 Ω , nebo 18 W do 8 Ω .
Šířka pásma	10 Hz až 100 kHz $\pm 0,5$ dB; 20 Hz až 50 kHz $\pm 0,5$ dB pro plný výstupní výkon.
Výstupní impedance	0,03 Ω (při 1 kHz).
Harmonické zkreslení	0,02 % při 15 W/15 Ω nebo 18 W/8 Ω , méně než 0,02 % při menších výkonových úrovních.
Intermodulační zkreslení ($U_{ef} = 1$ V)	menší než 0,1 % při 10 W, 10 Ω , 70 Hz.
Doba čela impulsu	3 μ s.
Vstupní impedance	20 k Ω .
Zesílení	18.
Odstup brumu	–70 dB při 1 W.
Úroveň šumu	–80 dB při 1 W.
Zpětnovazební činitel	–46 dB.
Vstupní efektivní napětí pro max. výstupní výkon	850 mV.

a sériový výkonový tranzistor MJ491 (elektronická pojistka). V ostatních částech je zapojení stabilizátoru běžné. U zesilovače autor udává parametry podle tab. 5.

Jedním z nových způsobů řešení výkonových zesilovačů, které byly převzaty z obvodové techniky operačních zesilovačů, je vstup zesilovače v diferenciálním zapojení. Tento způsob řešení podstatně zlepšuje odolnost výkonového zesilovače vůči rušení tzv. společným napětím, které se indukční vazbou (nebo i jako zbytkový brum z napáječe nebo ze země) může dostat na vstup výkonového zesilovače. Další výhodou je teplotní stálost pracovního bodu vstupního zesilovače a tím i koncového zesilovače, větší stálost parametrů zesilovače při změnách napájecího napětí i při značných tolerancích součástek.

Příklad zapojení výkonového zesilovače pro výstupní výkon 15 W se vstupním stupněm v diferenciálním zapojení je na

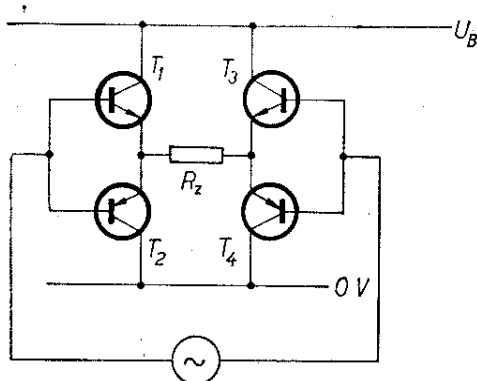
obr. 26. Toto zapojení bylo publikováno firmou Texas Instruments. Zesilovač má asymetrické napájení a koncová část je osazena komplementární dvojicí křemíkových tranzistorů s pouzdry z plastické hmoty. Vstupní zesilovač pracuje s dvojicí tranzistorů v diferenciálním zapojení. Vstup je do báze tranzistoru T_1 , vstupní odpor je asi 23 k Ω (paralelní kombinace dvou odporů 47 k Ω). Napětové zesílení jedné poloviny zapojení je asi 100. U zesilovače je zavedena záporná stejnosměrná zpětná vazba 100 %, která zajišťuje dostatečnou stabilizaci stejnosměrného operačního režimu celého zesilovače. Záporná zpětná vazba (odporový dělič R_{12} a R_{11} , jehož jeden konec — u odporu 1 k Ω — je střídavě blokován na zem elektrolytickým kondenzátorem 25 μ F) určuje výsledné zesílení celého zesilovače asi na 47. Při diferenciálním zapojení se značně zmenšuje závislost napětového zesílení a jiných parametrů na případném kolísání napájecího napětí.



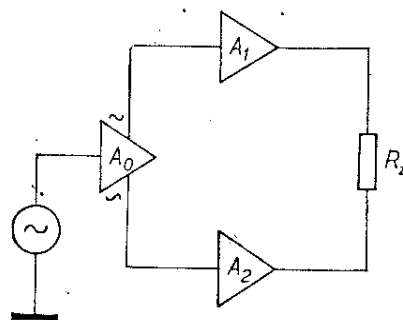
Obr. 26. Výkonový zesilovač v komplementárním zapojení (výkonové tranzistory v pouzdrech z plastické hmoty)

Pro signál záporné zpětné vazby pracuje tranzistor T_2 jako emitorový sledovač. Pro vstupní signál pracuje tranzistor T_1 v zapojení se společným emitorem a pro zpětnovazební signál v zapojení se společnou bází. Ke sčítání obou signálních napětí dochází v protifázi na kolektoru tranzistoru T_1 . Odtud je signál přenášen přes Zenerovu diodu do napěťového zesilovače s tranzistorem T_3 . Zenerova dioda posouvá stejnosměrnou úroveň signálové cesty asi o 5 V. Na kolektoru tranzistoru T_3 se získává napětí k řízení budičů s tranzistory T_5 a T_6 . Klidová úroveň kolektorového proudu koncových tranzistorů se nastává pomocí obvodu s tranzistorem T_4 a potenciometrem P_2 . Potenciometrem se ovládá stupeň otevření tranzistoru T_4 a tím i otevření budičů s tranzistory T_5 a T_6 . Tranzistor T_4 slouží současně jako teplotní čidlo k teplotní stabilizaci kolektorového proudu koncových tranzistorů. Proto se musí tranzistor umístit do těsného tepelného kontaktu s chladičem výkonových tranzistorů.

Zapojení budičů a koncového stupně je poměrně neobvyklé. Nejčastěji jsou budiče s koncovým stupněm navázány jako dvojestupňová kaskáda sledovačů. V uvedeném příkladě pracují jak tranzistory T_5 a T_7 , tak i tranzistory T_6 a T_8 v zapojení se společným emitorem. Obě větve jsou zcela symetrické a souměrně zatěžují napěťový zesilovač s tranzistorem T_3 . Výhodou tohoto zapojení je určité napěťové zesílení. To je však



Obr. 27. Zjednodušené zapojení výkonového zesilovače v můstkovém zapojení



Obr. 28. Způsob řízení obou větví výkonového zesilovače z napěťového zesilovače

vykoupeno větším zatěžováním napěťového zesilovače s tranzistorem T_3 a větším výstupním odporem. Celý zesilovač má však značné napěťové zesílení v přímé větvi a vlivem záporné zpětné vazby dochází ke značnému zmenšení výstupního odporu.

Vzhledem k důsledně souměrnému zapojení obou větví není třeba zesilovač kmitočtově kompenzovat. Také tranzistor T_4 není přemostěn kondenzátorem (jak je obvyklé), neboť při dostatečné rezervě v zesílení (pro zavedení silné zpětné vazby) se nesouměrnost signálu pro budiče neuplatní. Pro posuv výstupu na polovinu napájecího napětí je použit odporový trimr (v odporovém děliči v bázi tranzistoru T_1). Při polovičním napětí napájecího zdroje na výstupu dochází při přebuzení zesilovače k symetrické limitaci výstupního střídavého napětí. Tím je možno dosáhnout maximální amplitudy výstupního napětí a maximálního výstupního výkonu při minimálním zkreslení.

Zesilovač je doplněn obvodem pro souměrnou limitaci výstupního proudu při přetížení (tranzistory T_9 a T_{10}). Tyto tranzistory musí mít malé saturační napětí U_{CES} (menší než 0,5 V). Pojistka je rychlá a „zachytí“ jakékoli přetížení při kladné i záporné půlvlně výstupního signálu. Tranzistory T_9 a T_{10} jsou spínací typy a mají proto vysoký mezní kmitočet f_T i kratší spínací doby než relativně „pomalejší“ výkonové tranzistory v budiči a koncovém stupni.

Vazební kondenzátor na výstupu má poměrně malou kapacitu 800 μF , která by v běžném případě nemohla zaručit

Tab. 6. Napětí a proudy pro zesilovač s výstupním výkonem 100 W při zátěži 8 Ω a 4 Ω

Zátěž	$U_{\text{výst ef}}$	Amplituda $U_{\text{výst}}$	$I_{\text{výst ef}}$	Amplituda $I_{\text{výst}}$	Výst. výkon
8 Ω	28,3 V	80,2 V	3,53 A	5 A	90 W
4 Ω	20 V	56,6 V	5 A	7,06 A	64 W

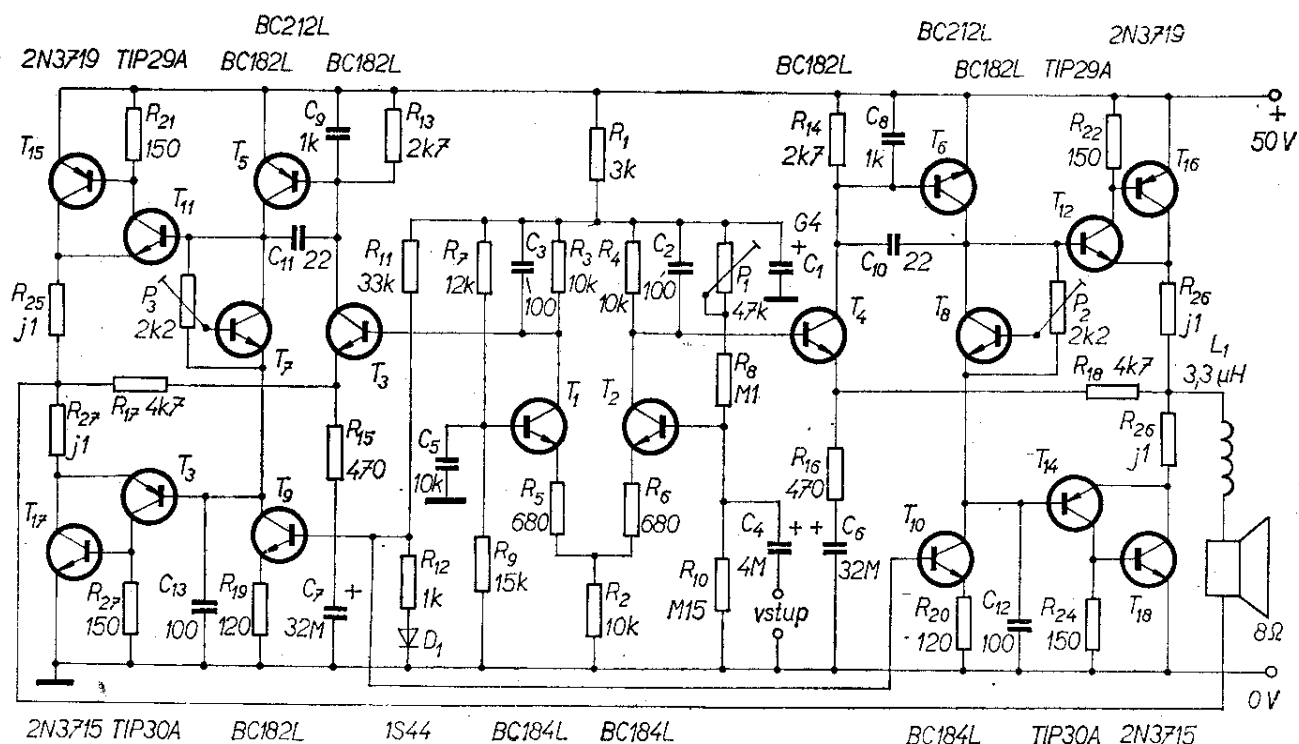
vyhovující přenos signálu nižších kmitočtů. V daném případě však vyhoví, neboť zápornou zpětnou vazbou (vyvedenou až za tímto kondenzátorem) se zmenšuje výsledná výstupní impedance výkonového zesilovače (včetně složky způsobené vazebním kondenzátorem) pod 0,1 Ω . Za těchto podmínek se kmitočtová závislost výstupní impedance neuplatní. Tento způsob je velmi vtipný, neboť se značně zmenšují nároky na objem i na cenu vazebního kondenzátoru.

Ze stejného pramene jako předešlé zapojení pochází zapojení výkonového zesilovače pro výstupní výkon 100 W. Nejen u nás, ale i v zahraničí (i když poněkud méně) činí potíže sehnat výkonové tranzistory pro větší výstupní výkony (nad 50 až 70 W). Proto se tato nesnáž obchází při konstrukci výkonovějších zesilovačů nejčastěji výkonovým zesilovačem v můstkovém zapojení (viz též RK 5/71). Princip tohoto zapojení spočívá v připojení zátěže do úhlopříčky můstku, který má obě poloviny z dvojčinných koncových zesilovačů podle obr. 27. K řízení koncových zesilovačů v protifázi je použit zesilovač podle obr. 28.

Z úvah, doplněných měření výkonových tranzistorů, a z výpočtů při návrhu výkonových zesilovačů pro výstupní výkon 100 W ve třídě B při běžném způsobu zapojení (ne v můstkovém zapojení) je sestavena tab. 6, v níž jsou pro zátěž 8 Ω a 4 Ω uvedena potřebná efektivní napětí na výstupu, maximální výstupní proudy a potřebné minimální napájecí napětí. Z uvedených výsledků vyplývá, že při zátěži 8 Ω je třeba použít pro budicí a koncovou část tranzistory se

závěrným napětím U_{CE0} nejméně 100 V a pro zátěž 4 Ω tranzistory s napětím U_{CE0} alespoň 70 V. Výkonové tranzistory musí mít dostatečné zesílení ještě při kolektorovém proudu 5 až 7 A. Z uvedeného přehledu výkonových tranzistorů (tab. 1 až 3) je vidět, že se takové tranzistory vyrábějí, jejich cena je však značná. U výkonových zesilovačů s křemíkovými tranzistory je výhodnější použít větší zatěžovací impedanci, např. 8 Ω . Všeobecně je možno dosáhnout větší výkonové účinnosti při použití tranzistorů s větším závěrným napětím, s větším napájecím napětím a při větší zatěžovací impedanci, než při proudovém zatěžování výkonových tranzistorů při menších zatěžovacích impedancích. Hlavní podíl na této relaci má saturační napětí U_{CES} , které při větších kolektorových proudech zhoršuje výkonovou účinnost zesilovače a vede k větším nárokům na odvod tepla s výkonových tranzistorů.

Tyto problémy při konstrukci zesilovače pro výstupní výkon 100 W jsou odstraněny v můstkovém zapojení podle obr. 29. Vstupní část zesilovače je řešena v diferenciálním zapojení. Z kolektoru tranzistorů T_1 a T_2 se získává napěťový signál v protifázi. Přestože tento problém by mohl být v zásadě vyřešen i zesilovacím stupněm v zapojení podle obr. 30, je diferenciální zapojení výhodnější proto, že výstupy signálu jsou stejnosměrně na stejné úrovni (což je důležité pro přímé navázání na další stupeň) a stejné jsou i výstupní impedance. U diferenciálního zesilovače je možno dosáhnout většího napěťového zesílení než u zesilovače podle obr. 30, takže je k dispozici větší rezerva v zesílení pro zavedení záporné zpětné vazby. Protože zpětná vazba je zavedena pouze ve smyčce obsahující napěťový zesilovač, budiče a výkonový zesilovač, může být s ohledem na velké zesílení diferenciálního zesilovače zavedena těsnější záporná zpětná vazba se všemi příznivými důsledky (zmenšení zkreslení a výstupní impedance zesilovače). Ze zapojení je vidět, že odporové děliče pro báze diferenciálních tranzistorů jsou různé. Odpory R_8 a R_{10} jsou přibližně desetkrát větší než odpory R_7 a R_9 . Jedním z hlavních důvodů



Obr. 29. Celkové zapojení výkonového zesilovače v můstkovém zapojení s výstupním výkonem 100 W (odpor R_{27} v kolektoru T_3 má být správně R_{23})

tohoto rozdílu je, že vstup je do báze tranzistoru T_2 a že je třeba dosáhnout velké vstupní impedance. Šumové poměry mohou být udrženy v příznivé relaci, neboť výstupní impedance zdroje signálu bývá několik $k\Omega$ a odpor děliče v bázi se neuplatní. Pro zmenšení šumu je výsledný odpor děliče (vzhledem k bázi tranzistoru T_1) poměrně malý. Pro zmenšení vlivu indukovaných rušivých signálů je báze tranzistoru T_1 blokována na zem kondenzátorem. Nesouměrnost diferenciálního zesilovače vlivem různých odporů v bázích se částečně projeví různou teplotní závislostí obou polovin zesilovače, která způsobí v obou koncových zesilovačích i různý teplotní posuv klidové stejnosměrné úrovně napětí na obou výstupech. Tento nedostatek je však zanedbatelný, neboť zvětší-li se při ohřátí zesílení tranzistorů T_1 a T_2 např. na dvojnásobek, budou se napětí na bázích lišit asi o $120 \mu V$ — důsledkem bude rozdíl napětí mezi výstupy koncových stupňů asi 1,7 mV.

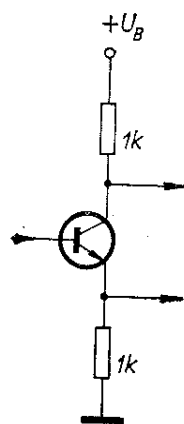
Vstupní odpory zesilovačů s tranzistory T_3 a T_4 jsou poměrně velké a tak není třeba vliv jimi způsobeného zatě-

žování diferenciálního zesilovače uvažovat. Napěťové zesílení diferenciálního zesilovače, uvažované ze vstupu do kolektorů (asymetrické výstupy) a vypočtené z poměru odporů R_3 , R_4 a R_5 , R_6 , je asi 15. Napájecí napětí diferenciálního zesilovače je filtrováno článkem $R_1 C_1$. Mohlo by se zdát, že brum v napájecím napětí není třeba filtrovat, neboť se potlačí diferenciálním zapojením. To platí v ideálním případě, kdy obě poloviny diferenciálního zesilovače jsou dokonale symetrické a kdy i oba koncové zesilovače budou mít stejné zesílení. V praxi tyto požadavky nelze beze zbytku splnit, proto je žádoucí potlačit brum filtrací. Při návrhu kolektorových odporů R_3 a R_4 bylo třeba dosáhnout toho, aby na kolektorech tranzistorů T_1 a T_2 bylo stejnosměrné napětí určité úrovně, aby bylo možno přímo navázat tranzistory T_3 a T_4 na budiče a nastavit klidové výstupní napětí na požadovanou úroveň. Při prvním pohledu by se zdálo, že je třeba nastavit na výstupech napětí 25 V (při napájecím napětí 50 V). Ve skutečnosti musí být napětí o něco větší (26,2 V), než je polovina napájecího na-

pětí (pro souměrnou limitaci). Je to způsobeno tím, že tranzistory T_5 a T_6 nelze otevřít napětím menším než 1,5 V (napětí U_{CES} tranzistorů T_3 a T_4). K nastavení napětí 26,2 V na výstupech je třeba, aby napětí na kolektorech tranzistorů T_1 a T_2 bylo asi 28,5 V.

K potlačení vlivu tolerancí součástek k nastavení napětí na výstupech slouží trimr P_1 v bázevém děliči tranzistoru T_2 . Při zmenšení odporu trimru P_1 se otevírá tranzistor T_2 a přivírá tranzistor T_1 . To se projeví posuvem napětí na výstupu levého zesilovače směrem ke kladnému pólu a na výstupu pravého zesilovače směrem k zemi. Tak lze nastavit stejné stejnosměrné napětí na obou výstupech; pak se na zátěži (reprodukto-rová soustava) neobjeví žádný úbytek stejnosměrného napětí (žádná počáteční předmagnetizace). Při větších tolerancích součástek by rozsah posuvu napětí trimrem nemusel stačit. Pak je možno místo odporu R_7 (12 k Ω) použít odpor 10 k Ω v sérii s trimrem 4,7 k Ω a k dalšímu nastavování použít tento trimr s účinkem právě opačným.

Koncové tranzistory jsou buzeny komplementárními tranzistory TIP29A a TIP30A v pouzdru z plastické hmoty (Texas Instruments). Koncové tranzistory typu 2N3715 a 2N3719 v pouzdru TO-3 (TI) mají tyto parametry: závěrné napětí U_{CE0} 60 V, kolektorový proud max. 10 A, výkonová ztráta je 150 W. Pro kolektorový proud 5 A potřebují bázevý proud 250 mA. Tento proud musí dodat „plastikové“ budicí tranzistory,



Obr. 30. Zapojení k rozdělení signálu

kteří mají při tomto proudu proudové zesílení h_{21E} min. 40, tzn., že potřebují bázevý proud asi 60 mA. Tranzistory budiče mají U_{CE0} min. 60 V, I_C max. 1 A a výkonovou ztrátu 2 W. Vzhledem k menšímu výkonovému zatížení jsou budicí tranzistory na desce s plošnými spoji. Budicí tranzistory musí mít nastaven určitý klidový proud tak, aby jejich h_{21E} bylo dostatečně velké. Aby se nevhodně neotvíraly výstupní tranzistory klidovým proudem budičů, jsou paralelně k emitorovým přechodům výkonových tranzistorů připojeny odpory 150 Ω . Pak se nemůže měnit zesílení při vybuzení budičů a nevzniká nelineární zkreslení. Klidový kolektorový proud budičů je asi 4,5 mA; do báze výkonových tranzistorů teče proud asi 1,5 mA a zbytek (3 mA) vytváří základní napěťový úbytek na odporech 150 Ω .

Odpory R_{21} , R_{22} , R_{23} a R_{24} zlepšují i teplotní stabilitu výkonových i budicích tranzistorů. Odpory zlepšují též napěťovou zatížitelnost výkonových tranzistorů, neboť při menších odporech mezi bází a emitorem se závěrné napětí U_{CE} tranzistorů blíží napětí U_{CE0} , které bývá o 20 až 40 % větší než napětí U_{CE0} . Příznivým vlivem zařazení odporů paralelně k emitorovému přechodu je zkrácení doby, potřebné k uzavření tranzistorů (menší zkreslení a výkonové ztráty.)

K vytvoření pomocného napětí pro nastavení klidového otevření budiče a koncových tranzistorů se používá osvědčené zapojení s tranzistorem T_7 , popř. s tranzistorem T_8 . Pracovní bod tranzistoru se nastavuje při běžné teplotě okolí potenciometrem 2,2 k Ω tak, aby mezi kolektorem a emitorem bylo takové napětí, při němž je klidový proud výstupních tranzistorů asi 20 až 50 mA (ve třídě AB).

Tranzistor T_7 (T_8) slouží současně k teplotní stabilizaci, neboť je umístěn tak, aby byl v dobrém tepelném kontaktu s chladičem výkonových tranzistorů. Při změnách teploty výkonových tranzistorů se mění i napětí na tranzistoru T_7 (T_8) a tím i klidový budicí proud budičů a výstupních tranzistorů. Vlivem automatiky je klidový kolektorový proud

stálý a tranzistory bez ohledu na teplotu pracují ve třídě AB a tedy v hospodárném režimu.

Velmi zajímavě je řešen zesilovací stupeň s tranzistorem T_5 (T_6). S tímto způsobem řešení se ještě setkáme v konstrukci výkonového zesilovače, která bude popsána později. Za poznámku stojí, že tento princip se původně (asi před dvěma lety) objevil v zapojení monolitických operačních zesilovačů, odkud byl posléze převzat i do modernějších konstrukcí výkonových zesilovačů. Zátěží zesilovacího stupně s tranzistorem T_5 (T_6) je kolektorová impedance vhodně zapojeného tranzistoru T_9 (T_{10}). Pracovní bod tranzistoru T_9 (T_{10}) je nastaven odporovým děličem R_{11} , R_{12} , který je teplotně kompenzován křemíkovou diodou 1S44 (Texas Instruments). Dioda D_1 udržuje tranzistor T_9 (T_{10}) přibližně v takovém pracovním režimu, aby se i při změnách teploty vytvářel na odporu R_{19} (R_{20}) stále stejný úbytek napětí. Tzn., že tranzistor T_9 (T_{10}) pracuje jako zdroj konstantního proudu a tvoří pro tranzistor T_5 (T_6) zátěž s velkou dynamickou impedancí. Kolektorový proud tranzistoru T_5 (T_6) je asi 10 mA a tranzistor (vzhledem k velké zatěžovací impedanci) pracuje s velkým zesílením. Pracovní podmínky pro zdroje proudu jsou u obou zesilovačů dány stejným děličem, takže je zaručen stejný pracovní režim obou napěťových budičů (tranzistory T_9 a T_{10}). Vzhledem k běžně používanému řešení odporového děliče s kladnou kapacitní vazbou z výstupu je vytvoření proudového zdroje výhodnější, neboť je možno zavést teplotní stabilizaci a získat větší napěťové zesílení.

Protože se v koncovém zesilovači i budiči používají tranzistory s poměrně vysokým mezním kmitočtem f_T , je zesilovač nestabilní při vyšších kmitočtech. Základní kmitočtovou kompenzací tvoří kondenzátor 22 pF (mezi kolektorem a bází tranzistorů T_5 a T_6). V některých případech může být tato kompenzace nedostatečná a je vhodné použít kondenzátor 100 pF, který zajistí kmitočtovou stabilitu i při méně příznivých zatěžovacích podmínkách.

Vstupní diferenciální zesilovač je kom-

penzován kondenzátory C_2 a C_3 . Pokud je žádoucí záměrně omezit kmitočtový rozsah zesilovače, mohou se ještě přidat kondenzátory C_8 , C_9 , C_{12} a C_{13} . Ke zvětšení kmitočtové stability rovněž přispěje tlumivka L_1 v sérii se zátěží.

Parametry zesilovače jsou shrnuty v tab. 7. U vzorku zesilovače bylo také zjišťováno intermodulační zkreslení. Výsledky měření jsou v tab. 8.

Protože zesilovač by byl vhodný k amatérské konstrukci, uvedeme si základní postup při ožívování. Většina uvedených pravidel platí při nastavování zesilovačů zcela obecně a lze je aplikovat ve stejné nebo mírně pozměněné formě i pro jiné konstrukce výkonových zesilovačů. Postup při ožívování si ještě jednou zopakujeme i při rozboru konstrukcí, které jsem navrhl a realizoval. Postup při ožívování zesilovače s výstupním výkonem 100 W by měl tedy obsahovat tyto kroky:

1. Připojit mezi vstup a zem odpor 10 k Ω . Připojit stejnosměrný voltmetr mezi rozpojené výstupní svorky.

2. Nastavit trimry P_2 a P_3 tak, aby jejich běžce byly u konců odporových drah, připojených ke kolektorům tranzistorů T_7 a T_8 .

3. Nastavit potenciometr P_1 přibližně do středu dráhy.

4. Připojit do série s přívodem napájecího napětí proměnný odpor 5 k Ω (10 W) a stejnosměrný ampérmetr s rozsahem 300 mA.

5. Připojit napájecí napětí a pomalu zmenšovat odpor 5 k Ω k nule. Kontrolovat odběr proudu ze zdroje. Při vyřazení odporu by neměl být odběr proudu z napájecího zdroje větší než 100 mA. Je-li odběr větší, je nutno odpojit napájení a pečlivě zkontrolovat i jednotlivé součástky.

6. Pokud je odběr proudu menší než 100 mA, je možno nastavit potenciometrem P_1 na voltmetru mezi výstupy nulové napětí (např. s chybou ± 50 mV).

7. Odpojit napájecí napětí. Odpojit pomocný odpor 5 k Ω a ampérmetr z napájení. Mezi výstupy připojit odporovou zátěž. Připojit jmenovité napájecí napětí a přezkontrolovat napěťový úbytek na zátěži.

8. Připojit miliampérmetr 100 mA do série s emitorem tranzistoru T_{15} . Připojit napájecí napětí a potenciometrem P_3 nastavit proud 50 mA. Napájení odpojit a odpojit miliampérmetr.

9. Připojit miliampérmetr 100 mA do série s emitorem tranzistoru T_{16} .

Tab. 7. Parametry výkonového zesilovače v můstkovém zapojení pro výstupní výkon 100 W

Výstupní výkon	100 W.
Výstupní výkon (při 10% zkreslení třetí harmonické)	150 W.
Šířka pásma (± 1 dB)	10 Hz až 20 kHz.
Poměr signál/šum (odpor zdroje 600 Ω)	89 dB.
Poměr signál/šum (odpor zdroje 10 k Ω)	84 dB.
Vstupní impedance při 1 kHz	56 k Ω .
Výstupní impedance při 1 kHz	0,08 Ω .
Vstupní napětí (pro 100 W při 1 kHz)	180 mV.
Napájecí efektivní proud (při 1 kHz, pro 100 W)	3,5 A.

Tab. 8. Intermodulační zkreslení výkonového zesilovače v můstkovém zapojení

Kmitočty [kHz] při výstupní amplitudě [V]				Intermodulační zkreslení [%]
1,1	14,4	0,9	14,4	0,16
11	14,4	9	14,4	0,23
10	24	1	6	0,14
10	6	1	24	0,14
10	24	0,12	6	0,15
10	6	0,12	24	0,15
1	24	0,12	6	0,13
1	6	0,12	24	0,14

Zapojit napájecí napětí a potenciometrem P_2 nastavit proud 50 mA. Napájení odpojit a odpojit i miliampérmetr.

10. Připojit napájení a znovu kontrolovat napětí na zátěži (bez signálu). Pokud je na zátěži napětí, nastavit opět potenciometrem P_1 nulu a ověřit, zda je na výstupech stejnosměrné napětí 26,2 V, při němž lze dosáhnout maximální amplitudy výstupního napětí.

Po uvedeném nastavení je zesilovač připraven k ožiování střídavým signálem. Na vstup se připojí tónový generátor nebo jakýkoli jiný zdroj sinusového napětí s možností regulace výstupního signálu od 0 do 200 mV. Dále se postupuje takto:

11. Zdroj proměnného sinusového napětí se připojí na vstup a mezi výstupy se zapojí střídavý voltmetr (např. Avomet, případně osciloskop s diferenciálními vstupy).

12. Připojí se napájecí napětí, zesilovač se vybudí bez zátěže na výstupu až do limitace výstupního napětí. Zkontroluje se souměrnost limitace při přebuzení. Napájení se odpojí.

13. Mezi výstupy se připojí jmenovitá zátěž 8 Ω (nejlépe vhodně sestavený odpor 100 W). Po připojení napájecího napětí se kontroluje limitace a souměrnost výstupního napětí při zvětšování budicího napětí až do limitace výstupního napětí.

14. Pokud se již bez zátěže nebo až po připojení zátěže objeví oscilace, je třeba rychle reagovat na vzniklou situaci. Pokud se oscilace objeví již bez zátěže na výstupu zesilovače, nehrozí zesilovači většinou přímé nebezpečí zničení. Je třeba upravit kapacity kompenzačních kondenzátorů tak, aby oscilace bezpečně zanikly. Většinou je však zesilovač bez zátěže stabilní a kmitočtová nestabilita se projeví až po připojení zátěže. Volba dalšího postupu závisí pak na charakteru kmitočtové nestability. Začne-li zesilovač oscilovat na vyšších kmitočtech při plném výstupním výkonu, hrozí zničení výkonových tranzistorů a je třeba co nejrychleji odpojit napájecí napětí a kontrolovat, zda se podařilo oscilace potlačit. V záporném případě je třeba postup opakovat.

Někdy se může kmitočtová nestabilita projevit až při větším vybuzení a jen v části sinusovky (formou zákmitů). Často se též objevují zákmity jen na jedné z půlvin sinusového signálu. Pak není situace tak kritická, neboť většinou nedochází k přetěžování výkonových tranzistorů. Při úpravě kompenzačních obvodů je třeba rozlišit to, zda jsou zákmity na obou půlvlnách nebo jen na jedné půlvlně. K zákmitům pouze na jedné z půlvin jsou náchylné především výkonové zesilovače s kvazikomplementárním koncovým stupněm, u nichž se uplatňuje nesouměrnost mezi horní a dolní větví. Při nesouměrných zákmitech stačí zvětšit kompenzaci u té větve, v níž k zákmitům dochází. Při zákmitech na obou půlvlnách je třeba zlepšit kompenzaci v obou větvích.

Při všech druzích kmitočtové nestability výkonového zesilovače je ovšem nezbytné mít záruku, že na ní nemá podíl napájecí zdroj či špatné rozmístění napájecích nebo signálních vodičů. O těchto otázkách bylo již pojednáno dříve.

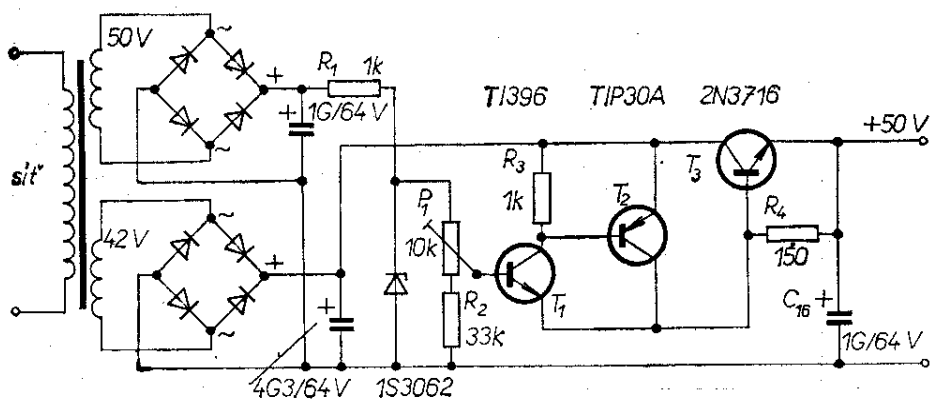
15. Po oživení střídavým signálem je možno na závěr vyhodnotit vlastnosti zesilovače měřením. Tato část prací závisí na vybavení a na technickém vzdělání pracovníka.

Výkonový zesilovač nemá žádnou přímou ochranu. Podle potřeby je možno odvodit ochranu z odporů R_{25} , R_{27} a R_{26} , R_{28} přidáním komplementárních dvojic tranzistorů, jak to již bylo uvedeno u dříve popsáných příkladů zesilovačů.

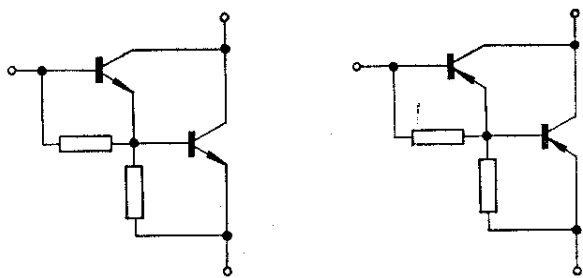
K napájení zesilovače je vhodné použít napěťový zdroj se stabilizátorem v zapojení podle obr. 31. Referenční

napětí se získává Zenerovou diodou která je napájena přes odpor $1\text{ k}\Omega$ ze samostatného můstkového usměrňovače. Potenciometrem P_1 je možno jemně nastavit potřebné výstupní napětí. Budič tranzistorů T_1 a T_2 zmenšují zatížení referenčního zdroje výkonovým sériovým tranzistorem. Zapojení budiče je méně známé, proto jej uvádím. Mezi běžcem potenciometru a výstupem vzniká rozdíl napětí, jímž se přes odpor R_4 řídí otevření tranzistoru T_1 . Při větším proudovém odběru se napětí na výstupu zmenšuje. Tím se vytváří větší rozdíl napětí a tranzistor T_1 se více otevře — tím se více otevře i tranzistor T_2 a výkonový tranzistor T_3 . Vlivem zpětné vazby se odchylka výstupního napětí od jmenovité velikosti okamžitě odstraní. Podmínkou správné funkce obvodu ve zpětné vazbě je, aby při nastavení klidového napětí na výstupu byla báze tranzistoru kladnější než je požadované výstupní napětí. Proto musí mít Zenerova dioda Zenerovo napětí větší (nejméně o $1,5\text{ V}$) než je jmenovité výstupní napětí.

Jednou z posledních novinek v součástkové základně jsou komplementární výkonové dvojice křemíkových tranzistorů v Darlingtonově zapojení. Předním průkopníkem těchto součástek je fa Motorola, kterou programově sledují i další američtí a evropští výrobci, i když v menším měřítku. Fa Motorola vyrábí dvoustupňové výkonové tranzistory s náhradním zapojením podle obr. 32. Odpory pro teplotní stabilizaci (připojené paralelně k emitorovým přechodům) jsou integrovány přímo ve struktuře složeného tranzistoru. Tranzistory jsou vyráběny určitou modifikací monolitické



Obr. 31. Zapojení stabilizovaného zdroje pro výkonový zesilovač v můstkovém zapojení



Obr. 32. Náhradní zapojení „složených“ výkonových tranzistorů fy Motorola

technologie (v provedení s homotaxiální bází — odolnost proti druhému průrazu). Výhodou těchto „složených“ tranzistorů je velké proudové zesílení (určené součinem proudových zesílení obou tranzistorů) i velké výkonové zesílení. Složeným tranzistorem lze proto nahradit dva obvody výkonového zesilovače — budič a koncový stupeň.

Z vybraných typů výkonových komplementárních křemíkových tranzistorů v Darlingtonově zapojení je sestavena tab. 9, v níž jsou uvedeny hlavní parametry tranzistorů. K práci s těmito tranzistory vydala fa Motorola aplikační zprávu (Application note 483A), v níž je uvedeno velmi zajímavé zapojení výkonového zesilovače podle obr. 33. Dosazením vhodných součástí do stejného základního zapojení a změnou na-

pájecího napětí (tab. 10) je možno sestavit několik variant výkonových zesilovačů pro výstupní výkon od 15 do 60 W.

Složenou diodu typu MZ2361 je možno sestavit ze dvou křemíkových diod (např. typu KA206). Pokud by měl někdo k dispozici komplementární Darlingtonovy páry tranzistorů, je toto zapojení velmi atraktivní pro svoji jednoduchost i pro výsledné vlastnosti.

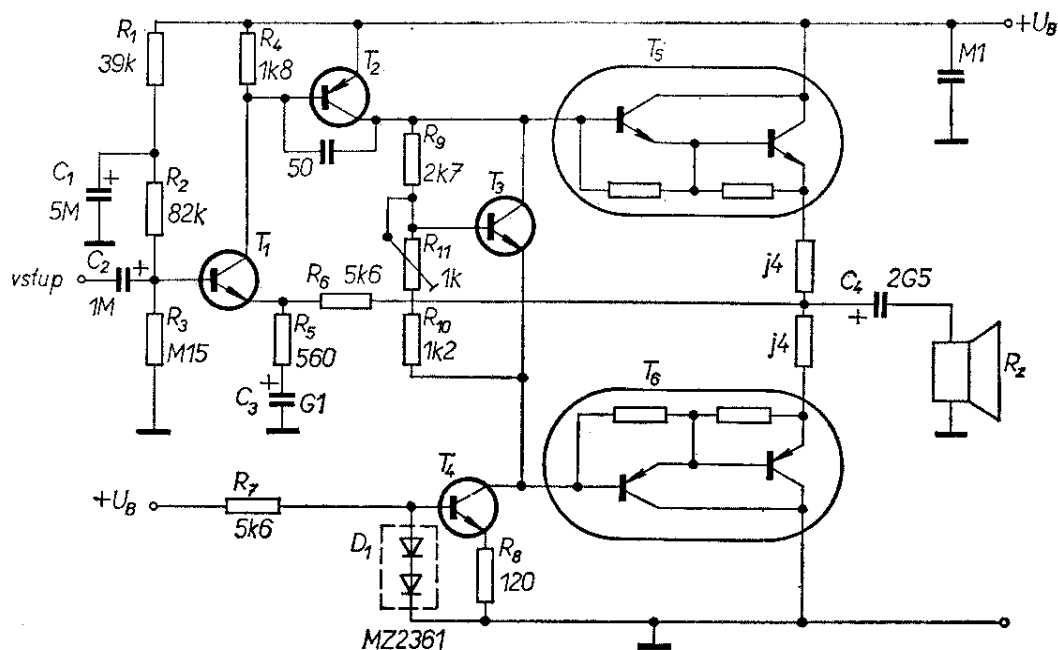
Vstupní odpor zesilovače je asi 60 kΩ. Tranzistor T_1 pracuje jako napěťový zesilovač vstupního signálu se zesílením, určeným přibližně poměrem odporů R_6 a R_5 . Z výstupu zesilovače je do emitoru T_1 zavedena 100 % stejnosměrná vazba, která udržuje výstupní klidové napětí i při změnách teploty asi na polovině napájecího napětí. K nastavení zesílení střídavého signálu se používá vazba přes odporový dělič R_5 , R_6 . Zesílení signálu je možno určit ze vztahu $\frac{R_6}{R_5}$,

neboť dolní konec odporu R_5 je blokován elektrolytickým kondenzátorem 100 μ F.

Hlavní podíl na celkovém zesílení má stupeň s tranzistorem T_2 , jehož zátěží je jednak impedance mezi kolektorem a emitorem tranzistoru T_3 (teplotní stabilizace), a jednak velký dynamický odpor v kolektoru tranzistoru T_4 (tzv. aktivní zátěž).

Tab. 9. Přehled komplementárních výkonových křemíkových tranzistorů v Darlingtonově zapojení fy Motorola

Komplementární dvojice		U_{CE0} [V]	I_C [A]	P_z [W]	h_{21E} při I_C	Pouzdro
n-p-n	p-n-p					
MJ4000	MJ4010	60	4	75	2 500/1,5 A	TO-3
MJ4001	MJ4011	80	4	75	2 500/1,5 A	TO-3
MJ1000	MJ900	60	5	90	2 500/3 A	TO-3
MJ1001	MJ901	80	5	90	2 500/3 A	TO-3
MJ1090	MJ1100	60	5	70	2 500/4 A	90
MJ1093	MJ1103	80	5	70	2 500/4 A	90
MJ3000	MJ2500	60	10	150	2 500/5 A	TO-3
MJ3001	MJ2501	80	10	150	2 500/5 A	TO-3
MJ4033	MJ4030	60	16	150	2 500/10 A	TO-3
MJ4034	MJ4031	80	16	150	2 500/10 A	TO-3
MJ4035	MJ4032	100	16	150	2 500/10 A	TO-3



Obr. 33. Zapojení výkonového zesilovače se „složenými“ komplementárními dvojicemi výkonových tranzistorů fy Motorola

U tranzistoru T_3 je možno nastavit napětí mezi kolektorem a emitorem trimrem 1 k Ω . Toto napětí je i mezi bázemi integrovaných budičů a je přibližně rovné čtyřnásobku „otevřacího“ napětí emitorových přechodů tranzistorů T_5 a T_6 . Tranzistor T_3 pracuje současně jako část automatiky, která zajišťuje teplotní kompenzaci klidového kolektorového proudu výstupních tranzistorů. Tranzistor T_3 musí být (jak to již bylo několikrát uvedeno) umístěn v co nejtěsnějším tepelném kontaktu s výkonovými tranzistory. Tento kontakt musí zajišťovat přenos tepla z pouzder výkonových tranzistorů (obvykle přes chladič) s co nejkratší časovou konstantou a s co nejmenšími ztrátami na snímací tranzistor T_3 . Tranzistor T_3 pracuje tedy jednak jako snímač a jednak i jako regulační prvek. K teplotní stabilizaci kolektorového proudu T_5 a T_6 a k lineariizaci zesílení přispívá zařazení odporů 0,4 Ω do emitorů výkonových tranzistorů. Vzhledem k asymetrickému napájení je reproduktor připojen přes elektrolitický kondenzátor.

Přestože v původním pramenu není pamatováno na možnost přesného nastavení výstupu na polovinu napájecího napětí, je možno v případě potřeby

nahradit odpor R_2 (82 k Ω) odporem 68 k Ω a trimrem 22 k Ω . Nastavením trimru je možno vyrovnat tolerance použitých součástek a výstup nařídit na polovinu napájecího napětí — pak lze dosáhnout maximálního výstupního výkonu s minimálním zkreslením.

Pracovní bod tranzistoru T_4 (který tvoří svou dynamickou kolektorovou impedanci zátěž tranzistoru T_2) je nastaven teplotně kompenzovaným bázevým děličem, sestaveným z odporu R_7 , diody D_1 a emitorovým odporem R_8 . Diody i báze jsou napájeny přes velký odpor R_7 z plného napájecího napětí. Tento způsob napájení se blíží napájení ze zdroje proudu, což je jednak výhodné pro kompenzaci vlivu teploty na úbytek napětí na emitorovém přechodu a jednak zajišťuje stálé proudové zesílení h_{21E} tranzistoru T_4 .

U zesilovače se pro všechny varianty vystačí s jednoduchou a jednotnou kmitočtovou kompenzací kondenzátorem 50 pF, který je připojen mezi bází a kolektor tranzistoru T_2 . Při tomto nejčastěji používaném způsobu kompenzace se zavádí pro signály vyšších kmitočtů přidavný fázový posun a zmenšuje se jejich napěťové zesílení.

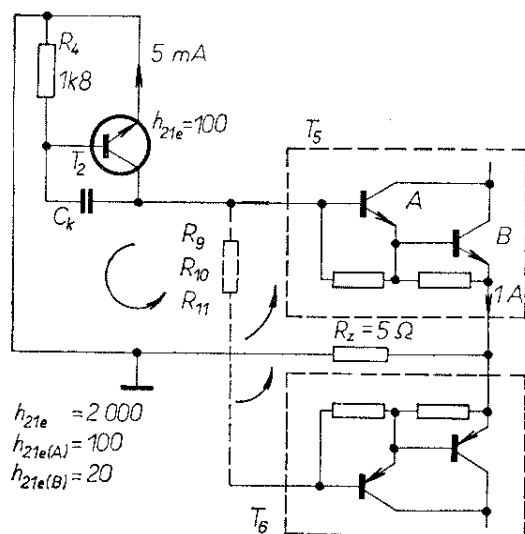
Tab. 10. Součástky pro různé varianty výkonového zesilovače fy Motorola podle obr. 33

Výstupní výkon [W]	Zátěž [Ω]	R_{12} [Ω]	U_B [V]	R_6 [Ω]	R_7 [kΩ]	T_1, T_4	T_2	T_3	T_5	T_6	na napětí [V]			R_{sa} [°C/W]
											C_1	C_2, C_3	C_4	
15	4	330	32	620	33	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1100	MJE1090	35	20	40	9,5
	8	150	38	510	39	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1100	MJE1090	40	25	45	9,5
	4	470	36	560	39	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1100	MJE1090	40	25	45	7,0
20	8	180	46	470	47	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1100	MJE1090	50	30	55	7,0
	4	510	38	560	39	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1102	MJE1092	40	25	45	5,0
	8	220	48	390	47	MPSA05	MPSA55	MPSU01	MJE1100	MJE1090	50	30	55	5,0
35	4	750	44	470	47	MPSA05	MPSA55	MJE520	MJ3000	MJ2500	45	25	50	6,0
	8	390	56	330	56	MPSA06	MPSA56	MPSU01	MJ1001	MJ901	60	35	65	5,5
	4	910	50	390	47	MPSA05	MPSA55	MJE520	MJ3000	MJ2500	50	30	60	4,0
50	8	560	65	270	68	MPSA06	MPSA56	MJE520	MJ3001	MJ2501	65	35	75	4,0
	4	1k	56	330	56	MPSA06	MPSA56	MJE520	MJ3001	MJ2501	60	35	65	3,0
	8	620	72	220	68	MPSA06	MPSA56	MJE520	MJ3001	MJ2501	75	40	80	3,0

Pozn.: R_{ga} je teplotní odpor chladiče, požadovaný při teplotě okolí 55 °C a při zvětšení napájecího napětí o 10%.

Protože je třeba zesilovače většinou kmitočtově kompenzovat, vysvětlím na zvoleném příkladu vliv kompenzačního kondenzátoru na úpravě napětového zesílení tranzistoru T_2 . Obecně je možno říci, že se při tomto způsobu kompenzace zavádí kmitočtově závislá záporná zpětná vazba z výstupu (kolektoru) do vstupu (báze) zesilovače. Zpětná vazba „nasažuje“ na kmitočtu f_k , kdy je přenosový odpor R_p mezi bází a kolektorem tranzistoru roven kapacitní reaktanci kondenzátoru C_k . Tehdy se výsledná přenosová impedance mezi kolektorem a bází tranzistoru T_4 zmenší na 70,8 % proti původní velikosti odporu R_p a zesílení se zmenší o 3 dB.

K návrhu kmitočtové kompenzace musíme určit přenosový odpor R_p mezi bází a kolektorem tranzistoru T_2 . V uvedeném zapojení je to poměrně jednoduché, dodržíme-li určité zásady. Přenosový odpor je odpor mezi dvěma uzly v obvodu při přenosu střídavého signálu. Proto je třeba uvažovat např. u tranzistorů nebo u diod dynamický odpor. Z rozboru zesilovače na obr. 33 je vidět, že pro střídavý signál je přenosový odpor mezi kolektorem a bází určen především okolní částí zapojení. Část zapojení, která se uplatňuje pro určení přenosového odporu, je na obr. 34. Při určení R_p se vycházelo z toho, že elektrolytické kondenzátory ve zdroji a vazební kondenzátor na zátěž



Obr. 34. Část výkonového zesilovače fy Motorola pro kmitočtovou kompenzaci

představují pro střídavý signál nulovou impedanci. Dále není uvažován odpor v kolektoru tranzistoru T_1 , neboť je značně velký. Ze stejného důvodu není uvažován odpor kolektoru tranzistoru T_3 a odpor kolektoru tranzistoru T_4 . Odpor R_9 , R_{11} a R_{10} spolu se vstupním odporem tranzistoru T_6 se uplatní při záporné polaritě výstupního napětí a vstupní odpor tranzistoru T_5 se uplatní při kladné polaritě výstupního napětí.

Vstupní odpor tranzistoru T_5 je možno určit ze znalosti dynamických odporů emitoru r_e a proudových zesilovacích činitelů h_{21e} jednotlivých tranzistorů (vztah $r_e = \frac{26}{I_e} [\Omega; \text{mA}]$ dává v praxi

u křemíkových přechodů vyhovující výsledky.) Předpokládejme, že amplituda emitorového proudu tranzistoru B je 20 mA až 2 A (obr. 34). Vzhledem k velké amplitudě proudu zvolme k určení R_p proud $I_e = 1$ A. Potom odpor r_{eB} bude 0,026 Ω , tj. zanedbatelný proti zátěži 5 Ω . Při proudovém zesílení 20 tranzistoru B je emitorový proud tranzistoru A asi 10 mA a odpor r_{eA} je 2,6 Ω .

Vstupní odpor tranzistoru B můžeme určit ze známého vztahu $R_{vstB} = h_{21eB}(r_{eB} + R_z)$, což je v našem případě 100 Ω . Odpor paralelně integrovaný k emitorovému přechodu se neuplatňuje (vzhledem k malému odporu r_{eB}).

Vstupní odpor tranzistoru A určíme analogicky ze vztahu $R_{vstA} = h_{21eA}(r_{eA} + R_{vstB})$. Vzhledem k tomu, že r_{eA} je mnohem menší než R_{vstB} , je vstupní odpor tranzistoru A asi 10 k Ω .

Vstupní odpor tranzistoru T_6 bude také asi 10 k Ω . Protože se tento odpor uplatňuje pouze při záporné půlplně výstupního napětí, je k němu ještě třeba připočítat odpory R_9 , R_{10} a R_{11} tzn., že při záporné půlplně je třeba uvažovat odpor asi 14 k Ω .

Odpor báze tranzistoru T_2 proti zemi je složen ze vstupního odporu a z paralelního odporu R_4 . Odpor r_{e2} je při emitorovém proudu 5 mA asi 5 Ω , takže je zanedbatelný.

Z úvahy vyplývá, že přenosový odpor R_p je při kladné půlplně výstupního napětí asi 10 k Ω a při záporné půlplně

výstupního napětí asi 14 kΩ. Tzn., že kompenzace bude nasazovat nesouměrně. Tento nedostatek je možno odstranit (pokud by to však mělo nějaký smysl — rozdíl není podstatný a nijak vážněji se neprojeví) přemostěním tranzistoru T_3 (mezi C a E) elektrolytickým kondenzátorem, který by zajistil souměrné buzení koncového stupně.

Pro jednoduchost budeme uvažovat, že kompenzační účinek kondenzátoru C_k se projeví při přenosovém odporu 10 kΩ a určíme kmitočet, při němž dojde ke zmenšení napěťového zesílení tranzistoru T_2 o 3 dB. Pro stanovení tohoto kmitočtu platí vztah $f_k = \frac{1}{2\pi R_p C_k}$. Po dosazení hodnot $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ a $C_k = 50 \text{ pF}$ zjistíme, že kmitočet f_k je asi 320 kHz. Na kmitočtu f_k nastává přídavný posuv 45°, který se odečítá od původního fázového posuvu napěťového přenosu zesilovače. Od kmitočtu f_k se zmenšuje napěťové zesílení tranzistoru T_2 se strmostí 20 dB/dek. Tím se potlačuje náchylnost celého zesilovače k parazitním oscilacím při vyšších kmitočtech. Toto nebezpečí hrozí především u zesilovačů s křemíkovými tranzistory, které mají vysoký mezní kmitočet f_T .

Za poznámku stojí, že popsaná metoda kompenzace v tzv. malé smyčce se používá u většiny operačních zesilovačů, např. i u našich operačních zesilovačů MAA501 až MAA504.

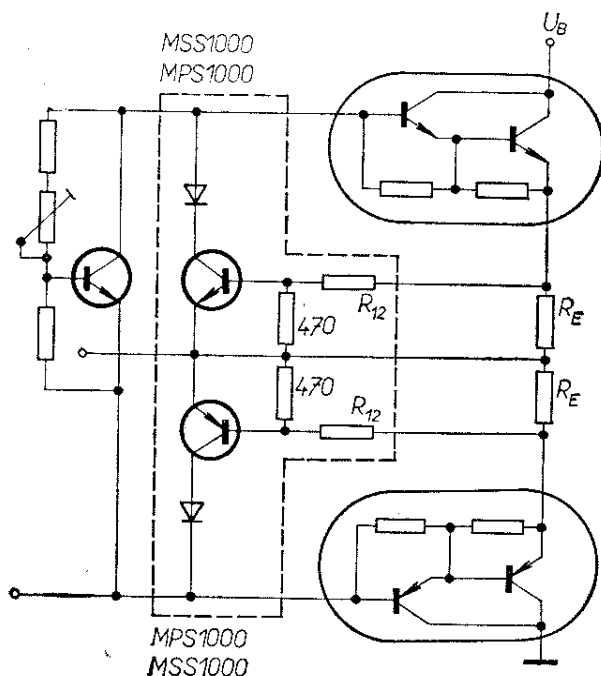
Všeobecně platí, že při menším výsledném zesílení zesilovače (při „těsnější“ záporné vazbě přes celý zesilovač) se nebezpečí kmitočtové nestability zvětšuje. V takovém případě je třeba použít v malé smyčce kompenzační kondenzátor s větší kapacitou.

Ve spojitosti s kmitočtovou stabilitou výkonových zesilovačů bych ještě chtěl upozornit na jednu důležitou otázku. Při oživování výkonových zesilovačů se někdy setkáváme s tím, že se při zátěži tvořeně činným odporem u zesilovače projevuje kmitočtová nestabilita, zatímco při zatížení reproduktorem se nestabilita neprojevuje. Tento jev je důsledkem výhodnějších fázových poměrů při indukční zátěži. Aby byl zajištěn

bezpečný provoz zesilovače i při náhodném zatěžování odporem (např. při opravě), je žádoucí kompenzovat zesilovač tak, aby byl stabilní při všech běžných podmínkách provozu.

Pro všechny varianty zesilovače z obr. 33 fa Motorola udává, že nelineární zkreslení v rozsahu 50 Hz až 20 kHz je při jmenovitém výstupním výkonu menší než 0,1 % a při výstupním výkonu 100 mW nepřesáhne 0,25 %. Intermodulační zkreslení při polovičním jmenovitém výstupním výkonu na kmitočtech 1 kHz a 10 kHz (s poměrem signálů 4 : 1) je menší než 0,2 %. Tyto údaje platí při klidovém proudu výkonového zesilovače 20 mA.

Zesilovače je možno doplnit ochranou proti přetížení, např. podle obr. 35. Tato ochrana zajišťuje souměrnou limitaci kolektorových proudů výkonových tranzistorů. Limitaci lze nastavit volbou odporů R_E . Při zvolené mezi omezení kolektorového proudu musí na odporu R_E vzniknout takový úbytek napětí, aby napětí mezi bází a emitorem limitujícího tranzistoru bylo asi 0,6 V. K určení potřebného odporu R_E je možno



Obr. 35. Zapojení výkonového zesilovače fy Motorola doplněné o ochranu proti přetížení

použít vztah

$$R_E = \frac{0,6(470 + R_{12})}{470I_L} \quad [\Omega; V, A],$$

do něhož za odpor R_{12} dosazujeme údaj z tab. 10 a za I_L potřebnou velikost limitačního proudu (určenou požadovaným výstupním výkonem, zátěží a napájecím napětím).

Zajímavé zapojení výkonového zesilovače fy Siemens je na obr. 36. Zesilovač je osazen koncovými komplementárními výkonovými tranzistory s epitaxní bází typu BD433 a BD434. Zesilovač se napájí z asymetrického napájecího zdroje (např. i akumulátor motorového vozidla). Pro zesilovač se připouští tolerance napájecího napětí 10 až 16 V. Uvedené parametry jsou zaručeny při napájecím napětí 14 V: odběr proudu pro výstupní výkon 5 W je 0,55 A, výstupní výkon při zátěži 4Ω a maximálním zkreslení 10 % je 5 W, zkreslení při výstupním výkonu 2,5 W je menší než 0,2 %, vstupní napětí pro úplné vybuzení je 90 mV, vstupní odpor je $40 \text{ k}\Omega$.

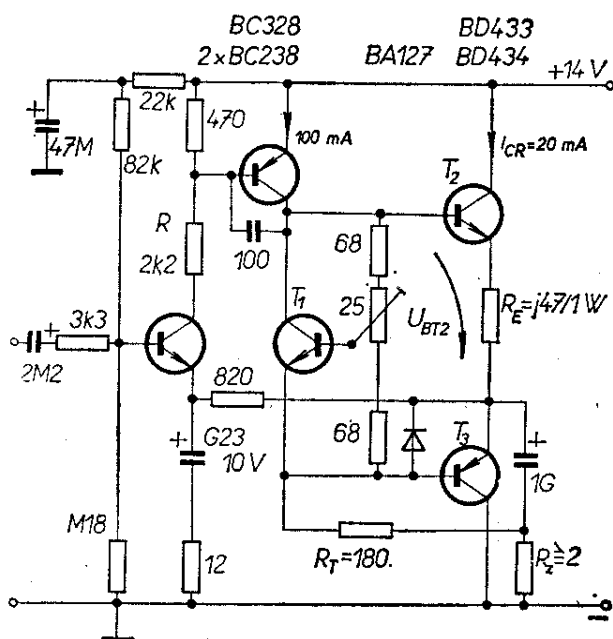
Při studiu prospektů zahraničních výrobců profesionálních zařízení techniky Hi-Fi často narazíme na nabídky výkonových zesilovačů s výstupním vý-

konem několik set W. V podobných zesilovačích musí konstruktér použít některé neobvyklé prostředky. Jako příklad výkonového zesilovače s výstupním výkonem 1 kW ukáží zapojení, které bylo popsáno v časopisu *Wireless World* 1970, č. 1414. Zapojení zesilovače je na obr. 37.

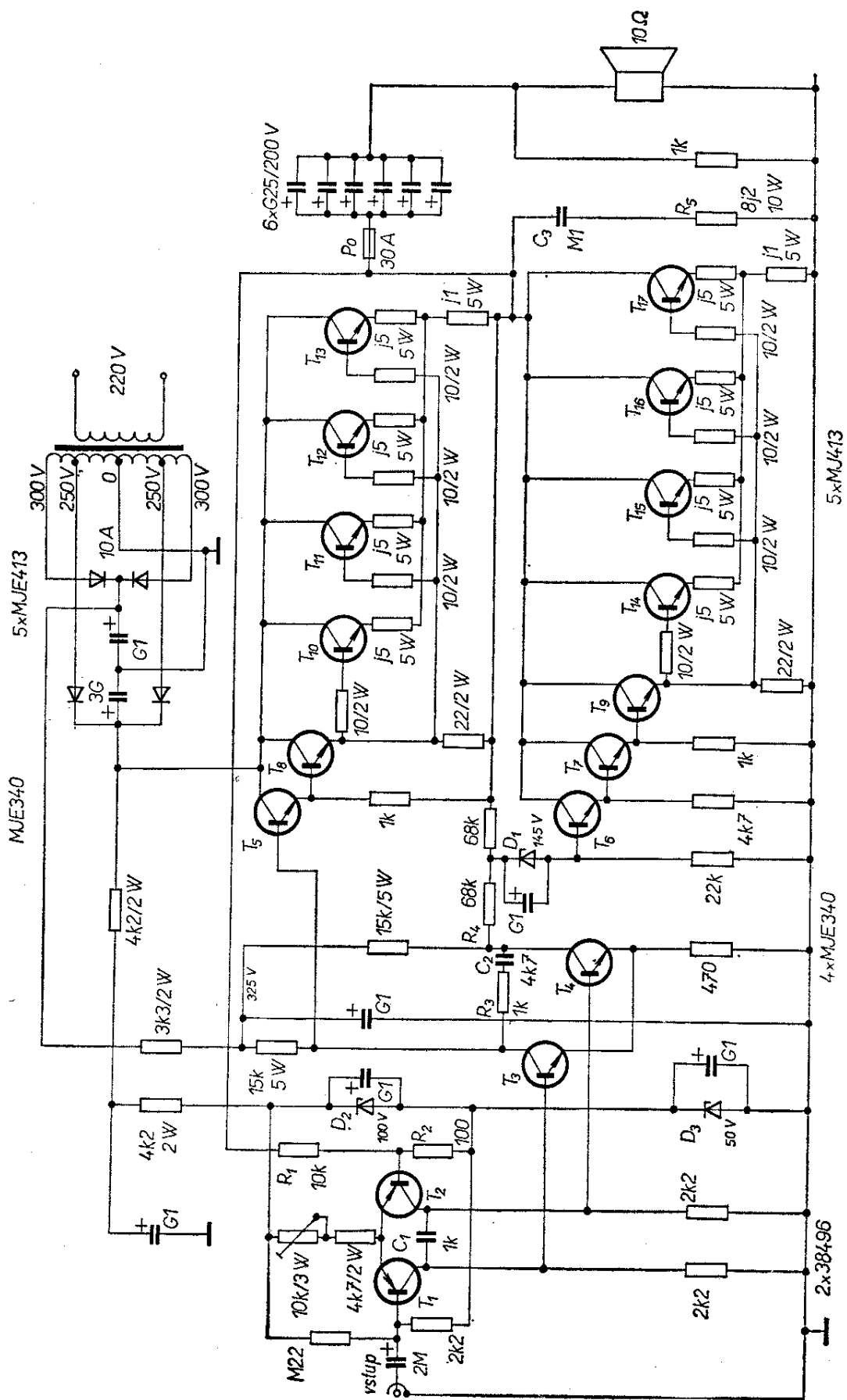
Vzhledem k tomu, že na světovém trhu nejsou běžně dostupné výkonové tranzistory s výkonovou ztrátou větší než 150 W, je koncový stupeň složen ze dvou kvazikomplementárních čtveřic křemíkových výkonových tranzistorů typu MJE340 fy Motorola. Tyto tranzistory mají závěrné napětí U_{CE0} větší než 500 V a kolektorový proud 8 A.

Koncepce zesilovače je adaptovatelná pro výkonové zesilovače s výstupním výkonem větším než asi 60 W, pro něj (při běžném způsobu zapojení) nejsou dostupné levné výkonové tranzistory. Můstkové zapojení výkonového zesilovače dovoluje dosáhnout výkonu nejvýše 100 až 120 W a tak je v současné době možné realizovat koncové zesilovače nad tyto výkony prakticky pouze přidáváním koncových stupňů.

Vstupní část zesilovače je v diferenciálním zapojení se symetrickým výstupem k řízení diferenciálního stupně s tranzistory T_3 a T_4 . Přes odpory R_1 a R_2 je zaváděna stejnosměrná i střídavá záporná zpětná vazba. Celkové napěťové zesílení zesilovače je nastaveno na 42 dB. Stejnosměrná vazba je 100 %, což zajišťuje dobrou stálost úrovně stejnosměrného napětí na výstupu. Zenerovými diodami D_2 a D_3 je nastaven pracovní bod vstupního diferenciálního zesilovače. Zenerova dioda D_1 slouží k posunutí stejnosměrné úrovně signálové cesty o 145 V na klidovou úroveň asi 2,5 V (nutnou pro čtyři emitorové přechody v sérii). Tranzistory T_1 a T_2 mají závěrné napětí U_{CE0} asi 150 V (přestože napětí na těchto tranzistorech je omezeno asi na 52 V připojením bází na Zenerovu diodu D_3 s $U_Z = 50 \text{ V}$). Proměnným odporem 10 k Ω se nastavuje klidový proud tranzistorů T_1 a T_2 . Větší otevření těchto tranzistorů vyvolává i větší otevření tranzistorů T_3 a T_4 , což se (přes budiče) projeví zvětšením klidového proudu



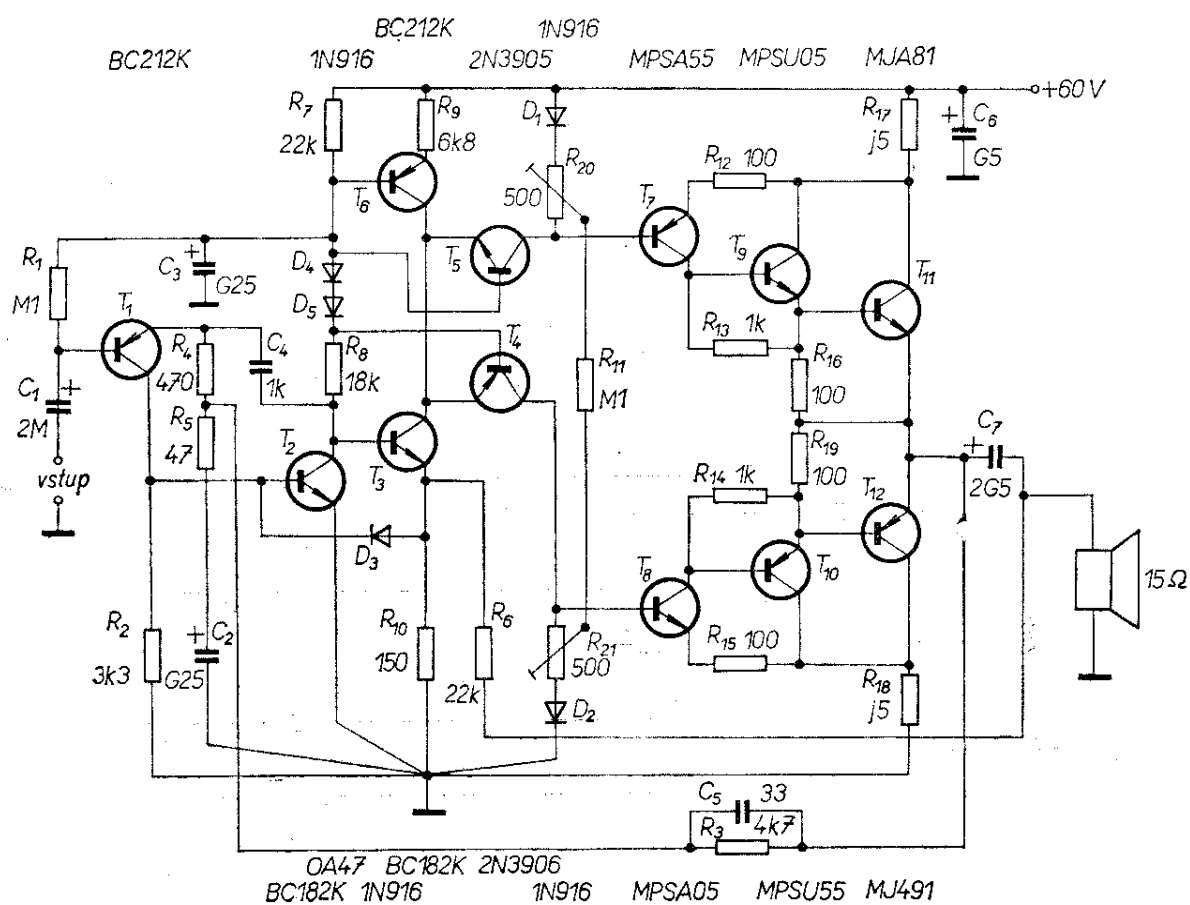
Obr. 36. Jednoduchý výkonový zesilovač fy Siemens



Obr. 37. Výkonový zesilovač pro výstupní výkon 1 kW

Vstupní impedance zesilovače je 2,2 k Ω v sérii s kondenzátorem 2 μ F. Při buzení zesilovače efektivním napětím 1 V je na výstupu efektivní napětí 100 V (při

Jak vyplývá ze zapojení (obr. 38), je možno zesilovač v zásadě rozložit na čtyři části: vstupní zesilovač, rozdělovač signálu, budiče a výkonový stupeň. Vstupní zesilovač signál napětově zesiluje a převádí ho na výstupní proud, který řídí rozdělovač signálu. Přenosové vlastnosti vstupního zesilovače s tranzistory



Obr. 38. Výkonový zesilovač ve třídě B s velmi malým zkreslením

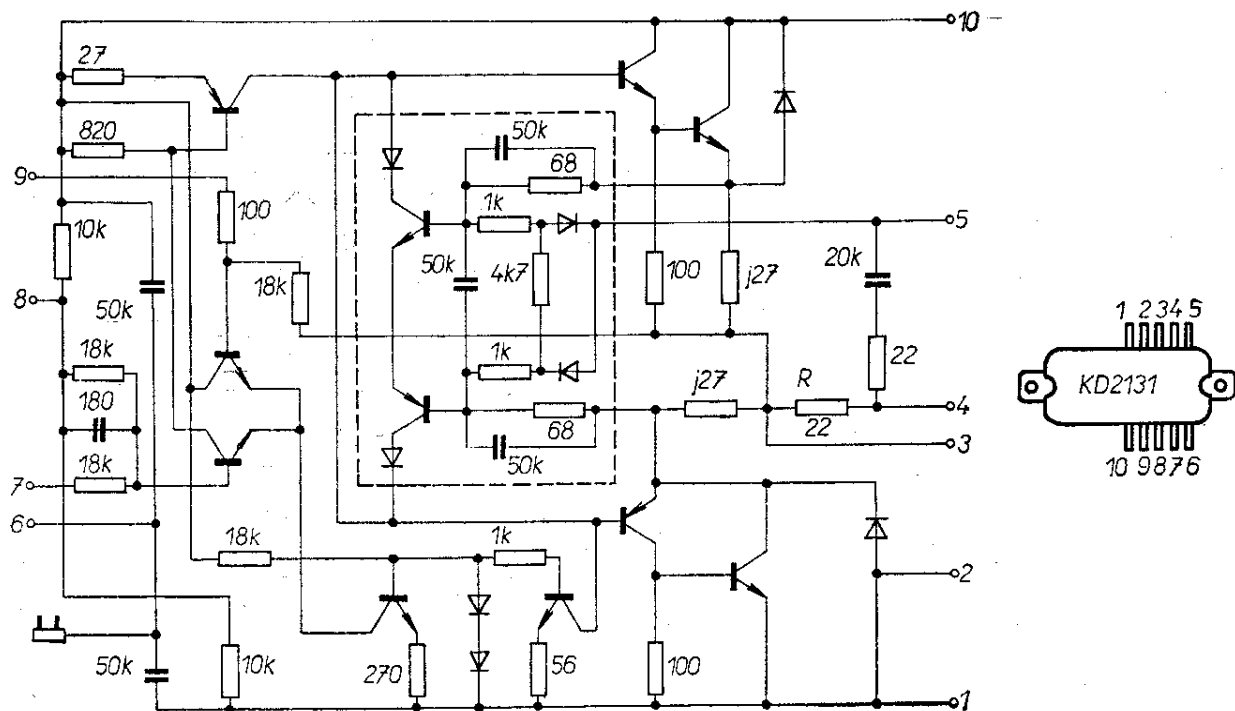
T_1 a T_2 je možno charakterizovat strmostí, která je přibližně $1\text{ A}/1\text{ V}$ s linearitou v celé dynamice signálu lepší než 1% . Vstupní zesilovač pracuje s malými proudy ve třídě A. Střídavá i stejnosměrná záporná zpětná vazba určuje výsledné zesílení a stálost klidové polohy výstupu (např. při změně napájecího napětí). Střídavé napěťové zesílení je nastaveno na 40 dB.

Tranzistor T_1 posouvá především stejnosměrnou úroveň; má napěťové zesílení nejvýše 5. Hlavní podíl na napěťovém zesílení (asi 400) má stupeň s tranzistorem T_2 . Tento stupeň pracuje s nepatrným zkreslením vlivem malého mezního modulačního indexu kolektorového proudu (max. 0,04). Špička druhé harmonické je asi $10\text{ }\mu\text{V}$, což převedeno na vstup prvního stupně je $0,001\%$ druhé harmonické (se zpětnou vazbou). Tranzistor T_3 s aktivní zátěží (s proudovým zdrojem — tranzistor T_6) signál napěťově nezesiluje. Odpor R_{10} jednak určuje strmost a jednak omezuje maximální výstupní proud stupně. Maximální proud je možno určit výpočtem poměrů ve smyčce složené z diody D_3 , emitorového přechodu tranzistoru T_2 (úbytků v propustném směru) a úbytku napětí na

odporu R_{10} (výstupním proudem). Dioda D_3 se používá proto, aby se tranzistor T_3 nedostal hluboko do saturace, přijde-li na vstup T_1 kladná půlvlna s větší amplitudou. Tranzistory T_1 a T_2 v tom případě nevedou; po jejich odblokování by mohlo dojít k zdoluhavému zotavení saturovaného tranzistoru T_3 . Tomu brání dioda, která udržuje pracovní bod tranzistorů T_2 i T_3 v aktivní oblasti charakteristiky.

Druhou částí zesilovače je rozdělovač signálu s tranzistory T_4 a T_5 . Proudové signály do emitorů tranzistorů jsou odvozeny z rozdílu dvou proudových úrovní. Jedna stálá úroveň je nastavena napětím na odporu R_9 (tím je nastaven zdroj proudu s tranzistorem T_6) a druhou je výstupní proud tranzistoru T_3 . Rozdílem proudových úrovní jsou řízeny tranzistory T_4 a T_5 , jejichž výstupní proud řídí přes budiče výstupní tranzistory. Pracovní režim budičů a koncového zesilovače se nastavuje odporem R_{11} těsně v lineární oblasti přechodu na rozhraní s nelineární oblastí.

Část obvodu (prvky R_7 , D_4 , D_5 , R_8 , T_2) slouží k získání přibližně stejného napětí, jako je na výstupu (polovina napájecího napětí) pro bázi tranzistoru



Obr. 39. Zapojení integrovaného výkonového zesilovače typu KD2131 fy RCA

T_1 . Dále tato část slouží jako zátěž tranzistoru T_2 a k nastavení tranzistorů T_4 a T_5 na minimální vodivost, potřebnou pro dobrou fázovou charakteristiku při průchodu signálu nulou.

Tranzistor T_2 může dodávat až 10 mA výstupního proudu. Pracuje s téměř plnou amplitudou napájecího napětí, tj. 0 až 50 V.

U tohoto zesilovače autor udává špičkové parametry, jichž nedosahují ani mnohé profesionální výrobky (při napájení 60 V, tab. 11).

Integrované výkonové zesilovače

Jako příklad zapojení integrovaného výkonového zesilovače uvedu zapojení integrovaného zesilovače fy RCA, který se na trh dodává pod typovým označením KD2131 (obr. 39). Vstupem zesilovače je vývod 7. První stupeň pracuje v diferenciálním zapojení, doplněném tranzistorovým zdrojem emitorového proudu. Na další stupeň, který pracuje jako rozdělovač signálu, jsou navázány budiče a koncová část v kvazikomplementárním zapojení. Zesilovač má pojistku pro obě půlperiody výstupního proudu. Jak vyplývá ze zapojení obr. 40, je výstup na vývodu 3 (přes kompenzační tlumivku do zátěže). Zesilovač se vyrábí v pouzdru z plastické hmoty. Při umístění na dostatečně velkém chladiči může odevzdávat trvale sinusový výkon až 50 W v pásmu 30 Hz až 20 kHz se zkreslením menším než 0,1 %. Napětové zesílení zesilovače podle obr. 40 je asi 30 a je možno ho zvětšit až na 180 zmenšováním odporu R_2 (R_4) až na nulu. Ze zapojení je patrná především značná jednoduchost a malé nároky na čas a technické vybavení při stavbě a oživování.

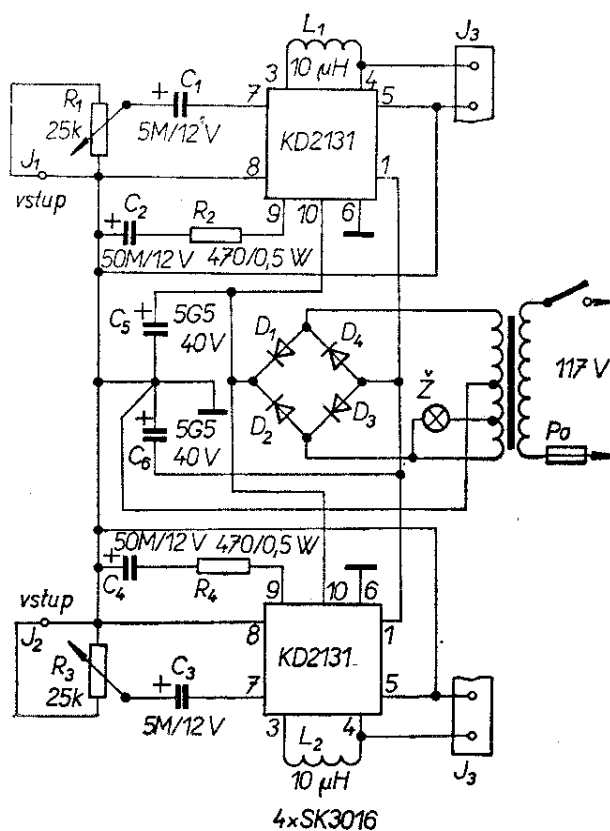
Zesilovače se symetrickým napájením

V poslední době se začínají v návrhu výkonových zesilovačů uplatňovat zapojení, která se opírají o využití symetrických napájecích zdrojů. Tato zapo-

Tab. 11. Parametry výkonového zesilovače s velmi malým zkreslením

Výstupní výkon	20 W do 15 Ω .
	30 W do 8 Ω .
Výstupní impedance	<0,1 Ω na 1 kHz.
Celkové harmonické zkreslení	0,01 % přes celé slyšitelné pásmo a pro celou oblast výstupního výkonu.
Intermodulační zkreslení	<0,003 %.
Napětové zesílení	40 dB.
Šumová úroveň	-120 dB pod poloviční výkon.
Max. ampl. výst. proudu	± 3 A.

jení přebírají mnohé myšlenky a nápady z obvodové techniky výkonových operačních zesilovačů. Přímoou výhodou použití symetrického napájení je mož-

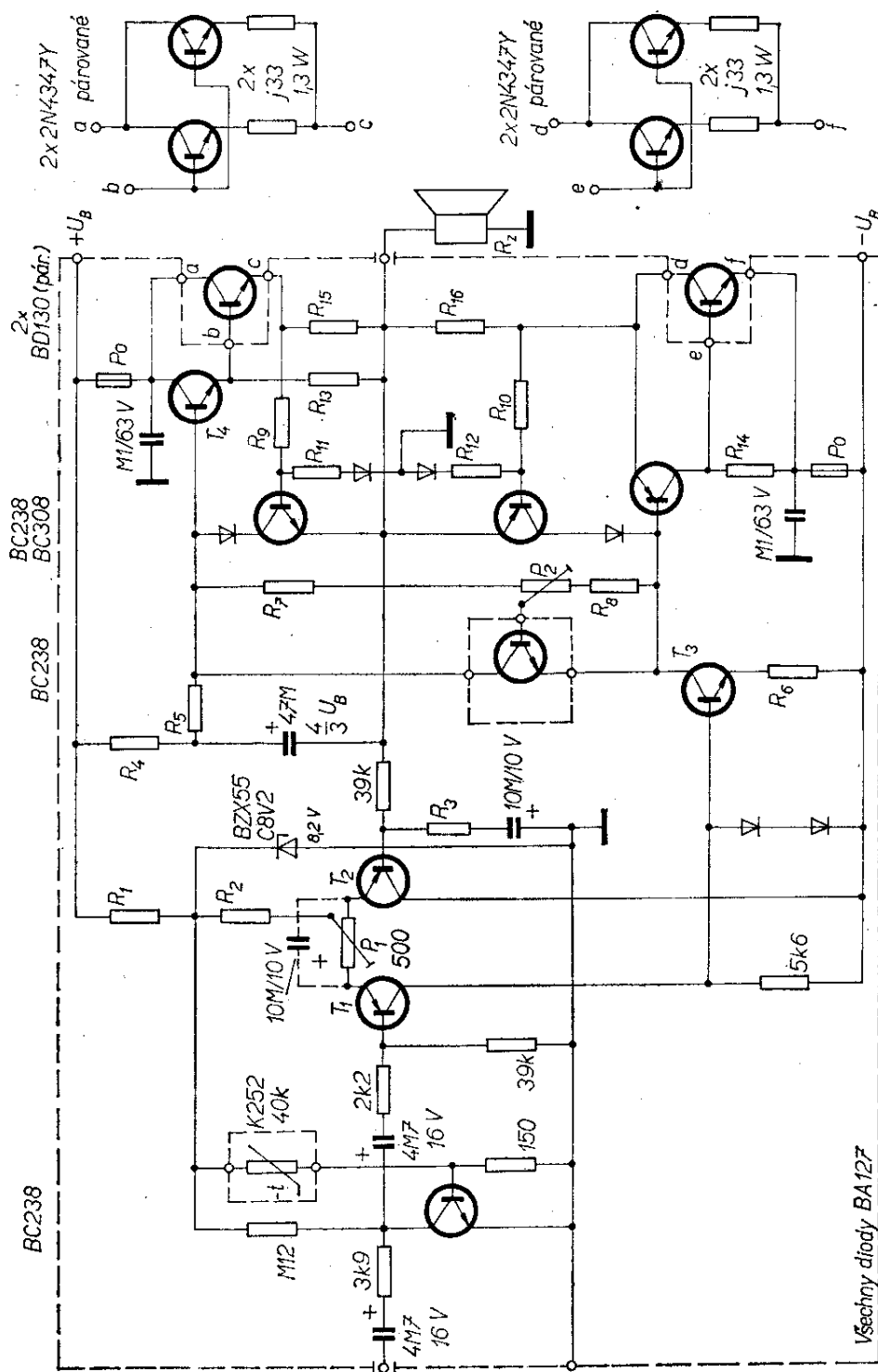


Obr. 40. Zesilovač typu KD2131 ve stereofoonním zesilovači

nost odstranit vazební kondenzátor na výstupu zesilovače a zátěž (reproduktory) připojit přímo.

Napáječ je ovšem složitější, neboť musí obsahovat dva usměrňovače a dva stabilizátory. U stereofonního zesilovače se tak sice uspoří dva vazební kondenzátory z výstupů na zátěž, na druhé straně je však třeba použít dvojnásobný počet elektrolytických kondenzátorů v na-

páječi. Přestože jsou při symetrickém napájení poměrně značné požadavky na tvrdost výstupního napětí (malý výstupní odpor), na dobrou kmitočtovou stabilitu, na šumové vlastnosti, na filtrační vlastnosti apod., je snaha vhodným návrhem zapojení výkonového zesilovače zmenšit závislost jeho vlastností na přesnosti symetrie napájecích napětí. U správně navržených výkonových ze-



Obr. 41. Výkonový zesilovač fy Siemens se symetrickým napájením (T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 viz tab. 12).
Tranzistor, jehož kolektorový odpor je R_{14} , má být označen T_5

silovačů se symetrickým napájením nesmí dojít k výraznějšímu posunu výstupu od ss „nuly“ při částečném porušení ani při úplném přerušení symetrie napájecích napětí. Případný posuv ss úrovně výstupu nesmí být nikdy tak velký, aby se mohly zničit reproduktory. Splnění tohoto požadavku je sice obtížné, avšak v zásadě splnitelné.

Na první pohled by se zdálo, že nej-jednodušší je realizovat napájecí zdroj s obousměrnou vlečnou regulací, u něhož změna výstupního napětí v libovolné větvi (přetížením apod.) se projeví stejnou změnou výstupního napětí ve druhé větvi. Tento požadavek je možno splnit u jednoduše konstruovaných napájecích zdrojů pouze částečně tzv. jednosměrnou vlečnou regulací. U jednosměrné vlečné regulace je jedna větev zdroje použita jako referenční zdroj napětí pro druhou větev. Tím se mění výstupní napětí u druhé větve v souběhu s napětím první větve. Při přetížení druhé větve však zůstává výstupní napětí z první větve beze změny a dochází k porušení symetrie výstupních napětí.

Ve firemní publikaci „Halbleiter-Schaltbeispiele 1972“, kterou vydává firma Siemens, je uvedeno zapojení výkonového zesilovače se symetrickým napájením s několika variantami osazení pro různé výstupní výkony.

Výkonový zesilovač v zapojení podle obr. 41 má symetrické napájení. Jako vstupní část zesilovače slouží diferenciální stupeň s tranzistorem T_1 a T_2 . Na jeden ze vstupů diferenciálního zesilovače se připojuje vstupní signál a do druhého vstupu se zavádí záporná zpětná vazba. Tato vazba je pro stejnosměrný signál 100 %. Pro střídavý signál je vazba (a tím i celkové zesílení zesilovače) určena poměrem odporů $39\text{ k}\Omega$ a R_3 . Diferenciální zesilovač pracuje tedy jako zesilovač rozdílu mezi vstupním napětím a napětím ze zpětné vazby. Báze tranzistoru T_1 je uzemněna přes odpor $39\text{ k}\Omega$ (referenční bod pro nastavení klidové polohy výstupu, tj. 0 V). Jakákoli odchylka klidového napětí výstupu od nuly se celá přivádí do báze tranzistoru T_2 . Toto automatické vyvažování napětí na výstupu se uplatňuje nejen při šir-

ších tolerancích součástek nebo při časových změnách jejich parametrů, ale je dostatečně účinné i při částečném či úplném porušení souměrnosti napájecích napětí.

Proti případnému zničení je vstup zesilovače chráněn tranzistorem BC238, který omezuje amplitudu vstupního signálu. Pracovní bod tohoto tranzistoru je nastaven teplotně kompenzovaným odporovým děličem v bázi. Protože rozkmit napětí na tranzistorech T_1 a T_2 je jen zlomkem napájecího napětí, je teplotní stabilita pracovního režimu diferenciálního zesilovače zlepšena Zenerovou diodou (U_Z asi 8,2 V). Nesouměrnost diferenciálního zesilovače se upravuje trimrem P_1 .

Vstupní signál se napěťově zesiluje a rozděluje ve stupni s tranzistorem T_3 . Proti velkému signálu je tranzistor chráněn diodami mezi bázi a záporným pólem napájecího napětí. Tranzistor T_3 má v kolektoru zátěž z tranzistoru T_6 a odporů R_5 a R_4 . Do středu mezi odpory R_4 a R_5 se přes kondenzátor $47\text{ }\mu\text{F}$ zavádí kladná zpětná vazba z výstupu; vazbou se vyrovnává rozdíl mezi zesílením signálu v kolektoru a emitoru tranzistoru T_6 . Na budiče (komplementární dvojice tranzistorů) je navázán koncový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení. Podle výstupního výkonu je koncový zesilovač osazen dvojicí tranzistorů BD130 (ekvivalenty 2N3055) nebo paralelně zapojenými tranzistory 2N4347Y.

Koncové tranzistory jsou chráněny souměrnou ochranou s tranzistorem BC238 a BC308 (omezuje amplitudu výstupního proudu). Proti dlouhodobému přetížení (kdy sice nasadí limitace proudu, ale může být překročena výkonová ztráta) jsou koncové tranzistory chráněny tavnými pojistkami.

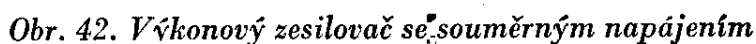
Za povšimnutí stojí neobvyklý způsob zapojení ochrany koncových tranzistorů. Proti běžnému zapojení je zde ještě přidán mezi báze ochranných tranzistorů dělič z odporů R_{11} , R_{12} a z diod, jejichž střed je připojen na zem. Toto opatření zaručuje souměrnou limitaci výstupního proudu i tehdy, nebude-li na výstupu přesně 0 V. Bez tohoto přidavného obvodu by byl při posuvu klidové polohy

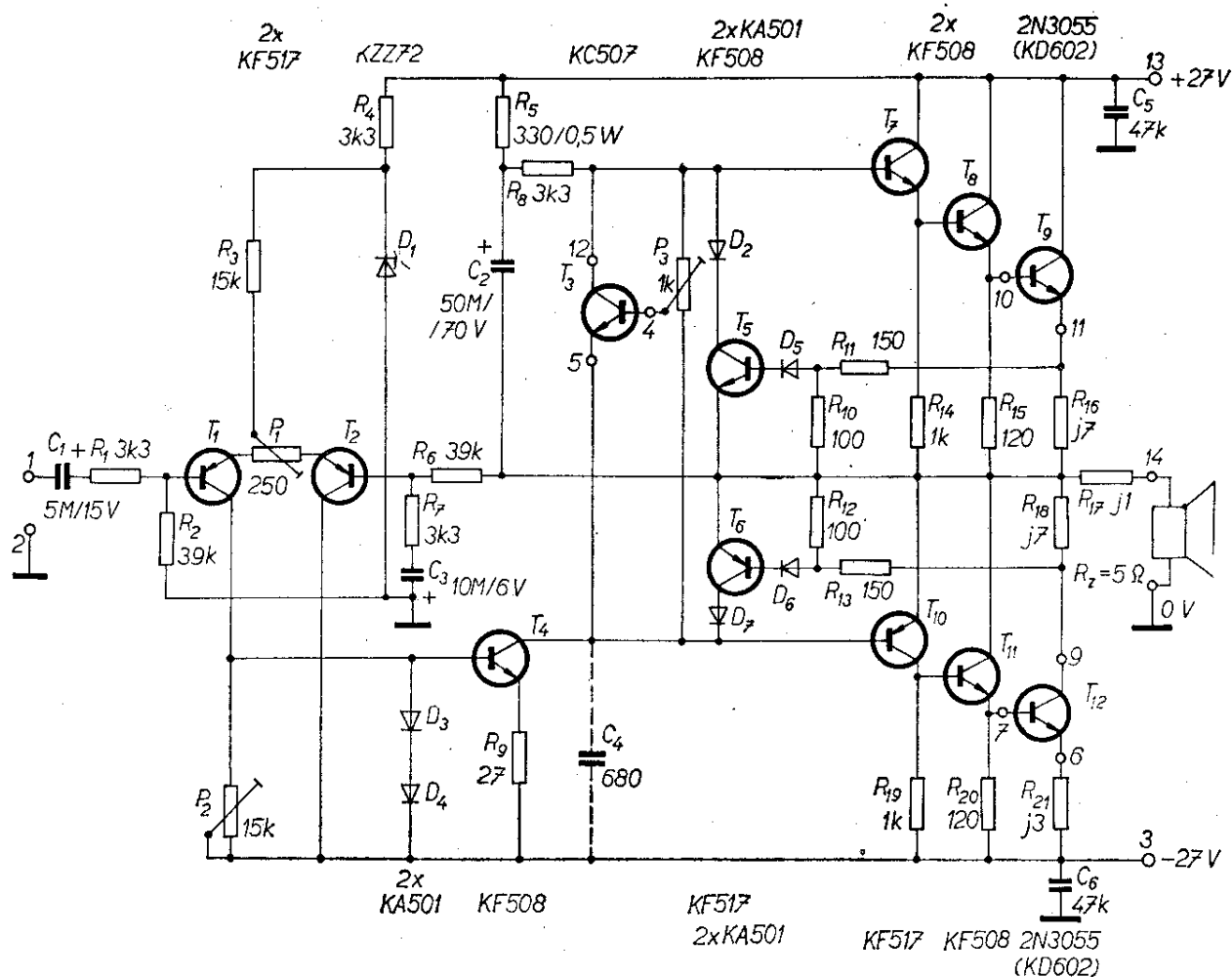
Tab. 12. Parametry a součástky pro různé varianty výkonového zesilovače fy Siemens

Variantá	I	II	III	IV	V	
Výstupní výkon ($k = 1\%$, $f = 1$ kHz)	15	30	40	60	120	W
Zatěžovací odpor	4	4	8	4	4	Ω
Napájecí napětí	± 14	± 23	± 30	± 28	± 38	V
Odběr proudu při $P_{\text{výst}} = 0$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	A
$P_{\text{výst}} = \text{max.}$	0,8	1,5	1,1	1,9	2,6	A
Zkreslení při 50% $P_{\text{výst}}$ a $f = 50$ Hz až 16 kHz	<0,4 %					
Vstupní napětí pro plné vybuzení	1,1	1,5	1,5	1,5	1,5	V
Vstupní odpor	40 k Ω					
Výkonová šířka pás- ma (-1 dB)	20 Hz až 16 kHz					
Napěťová šířka pás- ma (-1 dB)	10 Hz až 20 kHz					
Teplotní odpor chladiče pro T_3 pro T_4, T_5 pro koncové tran- zistory	3			100	35	$^{\circ}\text{K/W}$
	≤ 40	≤ 30	≤ 30	≤ 20	≤ 10	$^{\circ}\text{K/W}$
	≤ 7	≤ 5	≤ 3	$\leq 3,5$	≤ 4	$^{\circ}\text{K/W}$
T_1, T_2	BC307B	BC307B	BS307B	BC307B	BCY77	
T_3	BC377	BC141	BC141	BC141	BSX47	
T_4	BD135	BD235	BD237	BD237	BD237	
T_5	BD136	BD236	BD238	BD238	BD238	
R_1	1,2	2,2	3,3	3,3	3,3	k Ω
R_2	15	15	15	15	8,2	k Ω
R_3	5,6	3,9	3,3	3,3	3,3	k Ω
R_4	330/0,5 W	330/0,5 W	330/1 W	330/1 W	330/1 W	Ω
R_5	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3/0,5 W	k Ω
R_6	27	22	27	22	10	Ω
R_7	1000	560	560	560	270	Ω
P_2	500	250	250	250	100	Ω
R_8	390	220	220	220	120	Ω
R_9, R_{10}	150	150	150	150	150	Ω
R_{11}, R_{12}	1,2	1,3	1,2	1,2	1,2	k Ω
R_{13}	27	27	27	27	22	Ω
R_{14}	15	15	15	15	12	Ω
R_{15}, R_{16}	0,47/2 W	0,47/2 W	1/2 W	0,47/2 W	0,33/5 W	Ω
Pojistky	1,5	2	2	3	4	A

Při malém rozkmitu signálu je napětí

Sledujeme-li nová zapojení výkonových zesilovačů, je zřejmé, že se začíná stále více uplatňovat koncepce zesilovačů se symetrickým napájením. Zapojení těchto zesilovačů se objevila asi před dvěma lety ve firemní literatuře fy Siemens a fy Fairchild. Princip zapojení





Obr. 43. Výkonový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení se souměrným napájením

jsem využil k návrhu dvou variant výkonového zesilovače — s kvazikomplementární koncovou dvojicí a s komplementární koncovou dvojicí tranzistorů.

Pro zapojení podle obr. 43 nebo obr. 44 byla navržena jedna deska s plošnými spoji podle obr. 45. Podle požadavků a především podle dostupnosti výkonových tranzistorů je možno volit první nebo druhou variantu zapojení. Obě varianty byly ověřeny pro maximální výstupní výkon od 30 do 50 W s napájecím napětím ± 23 V až ± 28 V. Hlavním rozdílem ve výsledcích je asi o řád menší zkreslení u varianty s komplementárními koncovými tranzistory. Protože ani u varianty s kvazikomplementárními tranzistory není zkreslení pro celou oblast vstupních výkonů

větší než několik desetin procenta, není tento rozdíl příliš podstatný. V ostatních parametrech jsou obě varianty rovnocenné.

Nejprve si povšimneme zapojení s kvazikomplementárními tranzistory podle obr. 43. Vstup je řešen v diferenciálním zapojení. Vzhledem k malému rozkmitu signálu je kladné napětí pro diferenciální zesilovač zmenšeno a stabilizováno Zenerovou diodou KZZ72. Signály ze vstupu a ze zpětné vazby se sčítají na kolektorovém odporu tranzistoru T_1 . Z kolektoru tranzistoru T_1 je řízen zesilovací stupeň s tranzistorem T_4 . Kolektorovou zátěží pro tranzistor T_4 (kromě obvodů bází tranzistoru T_7 a T_{10}) je tranzistor T_3 a odpory R_5 a R_8 . Tranzistor T_3 slouží k nastavení a teplotní stabilizaci klidového pracovního bodu budiče a konco-

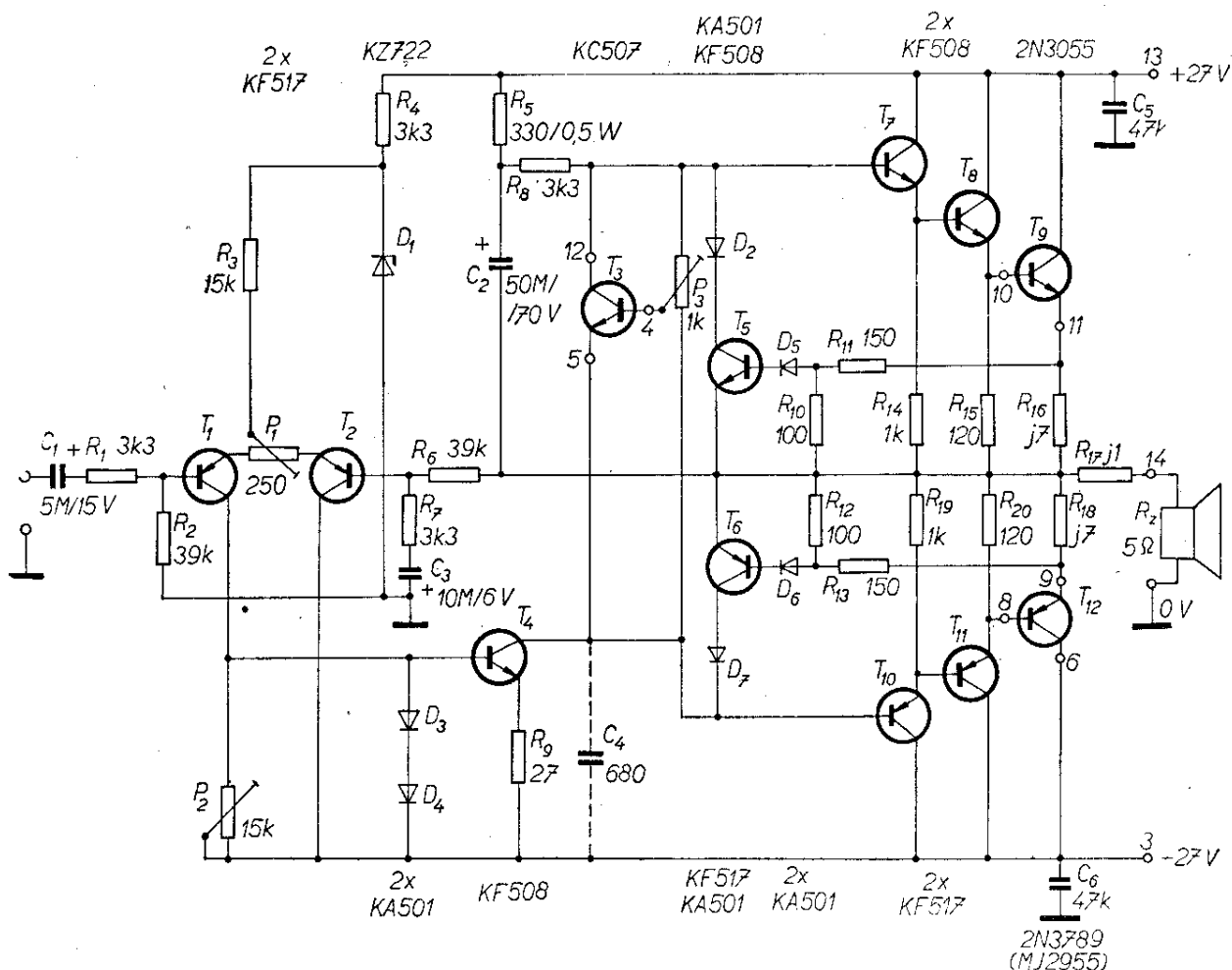
vých tranzistorů. Z výstupu je přes kondenzátor C_2 zavedena kladná zpětná vazba, která přispívá k symetrizaci rozkmitu výstupního napětí. Klidové napětí výstupu se na potenciál země nastavuje hrubě odporovým trimrem P_1 a jemně trimrem P_2 . Ke kmitočtové kompenzaci se používá kondenzátor C_4 mezi kolektorem T_4 a záporným pólem napájecího zdroje. Kapacitu kondenzátoru je vhodné volit zkusmo, případně je možno kondenzátor vypustit. Zapojení budičů i koncového stupně je běžné koncepce.

Zesilovač je vybaven proudovou ochranou koncových tranzistorů T_9 a T_{12} . Kolektorovým proudem tranzistoru T_{12} a emitorovým proudem tranzistoru T_9 vznikají na odporech R_{18} a R_{16} úbytky napětí. Velikost odporů R_{16} a R_{18} závisí na zvolených maximálních proudech koncových tranzistorů a tedy při určitém

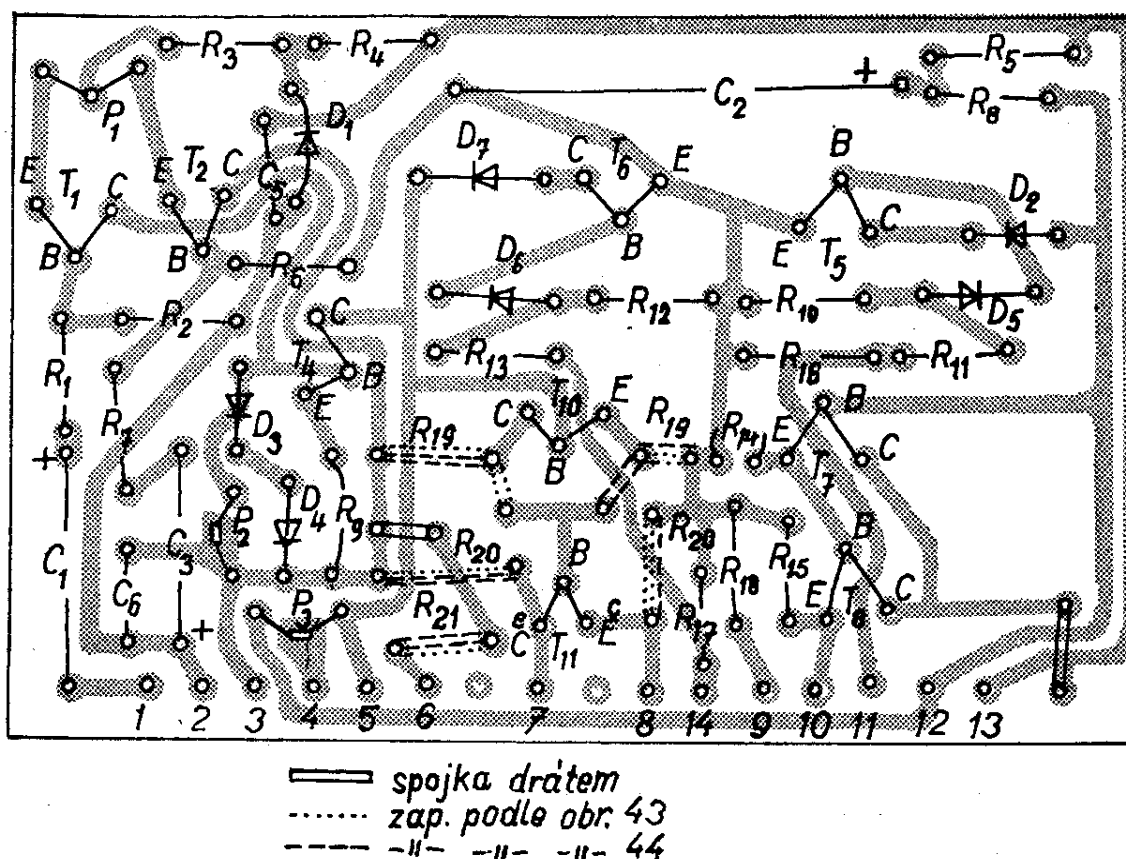
napájecím napětí na maximálním výstupním výkonu. Pro výstupní výkon asi 50 W je při napájecím napětí ± 28 V střední výstupní proud asi 1,36 A. Maximální amplituda proudu je asi o 40 % větší; vzhledem k přípustné přetížitelnosti tranzistorů (dané nejen tranzistory, ale i chladičem) můžeme zvolit odpory R_{16} a R_{18} tak, aby k limitaci docházelo při proudu asi 4 A. Při odporech R_{10} , R_{11} , R_{12} a R_{13} podle schématu můžeme určit odpory R_{16} nebo R_{18} ze vztahu

$$R_{16} (R_{18}) = \frac{3}{I_{\max}} [\Omega; A]. \text{ Po dosazení}$$

$I_{\max} = 4$ A bude $R_{16} (R_{18}) \doteq 0,7 \Omega$. Uvedený vztah můžeme použít i k určení odporů R_{16} a R_{18} pro varianty zesilovače s menším výstupním výkonem a tedy i s menším výstupním proudem. K teplotní stabilizaci kolektorových proudů, tranzistorů T_9 a T_{12} přispívají i odpory R_{16} a R_{21} . Při překročení zvoleného ma-



Obr. 44. Výkonový zesilovač s komplementárními tranzistory a se souměrným napájením



Obr. 45. Univerzální deska s plošnými spoji pro obě varianty výkonového zesilovače (obr. 43 a obr. 44) Smaragd F 48

ximálního výstupního proudu vlivem nevhodně malé zátěže nebo při zkratu se tranzistory T_5 a T_6 otevrou tak, že se napětí bází tranzistorů T_7 a T_{10} (vzhledem k výstupu) zmenší tak, že výstupní proud nepřekročí povolenou mez ani při přebuzení zesilovače.

Zapojení výkonového zesilovače s komplementární dvojicí podle obr. 44 se liší od první varianty pouze úpravou vazby budičů a koncového stupně. Budiče i koncový stupeň jsou zapojeny jako komplementární třístupňové emitorové sledovače. V ostatních částech jsou obě zapojení stejná.

Při podobnosti obou zapojení bylo možno navrhnout pro obě varianty jednu desku s plošnými spoji (obr. 45). Uložení většiny součástek je u obou variant stejné. Až na tranzistor T_{11} se nemění umístění vývodů tranzistorů. U tranzistoru T_{11} platí pro zapojení z obr. 43 značky kolektoru a emitoru velkými písmeny (E, C) a u zapojení z obr. 44

je nutno vývody kolektoru a emitoru prohodit (vyznačeno malými písmeny e, c na obr. 45).

Hlavní rozdíl v osazení desky je v různém umístění odporů u budících tranzistorů. Jednoduchá tečkovaná čára značí umístění příslušného odporu v zapojení podle obr. 43 a jednoduchá čárkovaná čára platí pro umístění odporů podle obr. 44. Dvojitě čáry naznačují uložení drátových spojek. V obou případech jsou použity dvě stejné drátové spojky (plná dvojitá čára). U varianty podle obr. 43 jsou dvojitě čáry tečkované a u varianty podle obr. 44 čárkované. Vývody z desky s plošnými spoji jsou očíslovány. Čísla odpovídají číslům na schématech.

Při vlastní montáži se počítá s tím, že desky mohou být opatřeny konektory s roztečí vývodů (špiček) 2,5 mm. Při konstrukci lze desku uložit do montážního celku se zdrojem a s dalšími částmi stereofonního zesilovače. Výkonové tran-

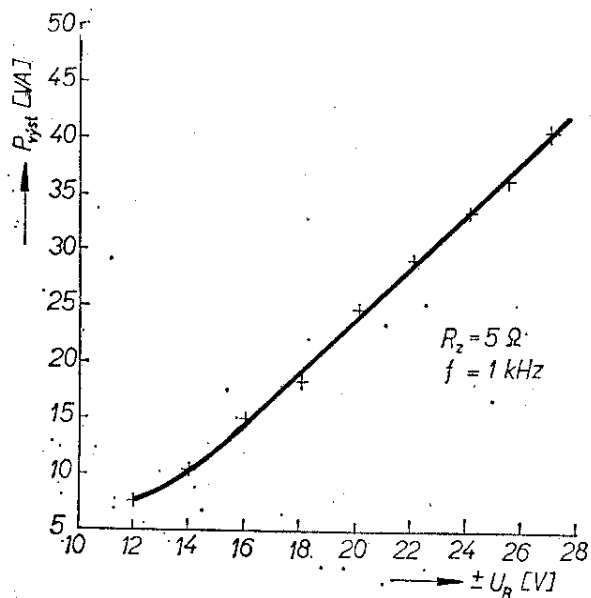
Tab. 13. Seznam součástek výkonového zesilovače
(obr. 43 a 44)

Tranzistory	
T_1	KF517
T_2	KF517
T_3	KC507
T_4	KF508
T_5	KF508
T_6	KF517
T_7	KF508
T_8	KF508
T_9	2N3055 (KD602), KD501, KD502, KD503 apod.
T_{10}	KF517
T_{11}	KF508 nebo KF517
T_{12}	2N3055 (KD602), KD501, KD502, KD503 nebo 2N3789 (2N3792) apod.
Diody	
D_1	KZZ72
D_2	KA501
D_3	KA501
D_4	KA501
D_5	KA501
D_6	KA501
D_7	KA501
Odpory	
R_1	3,3 k Ω ; TR151
R_2	39 k Ω ; TR151
R_3	15 k Ω ; TR151
R_4, R_7, R_8	3,3 k Ω ; TR151
R_5	330 Ω ; TR106
R_6	39 k Ω ; TR151
R_9	27 Ω ; TR112a
R_{10}, R_{12}	100 Ω ; TR151
R_{11}, R_{13}	150 Ω ; TR151
R_{14}, R_{19}	1 k Ω ; TR151
R_{15}, R_{20}	120 Ω ; TR151
R_{16}, R_{18}	0,7 Ω ; vinutý – volit podle potřeby
R_{17}	0,1 Ω ; vinutý
R_{21}	0,3 Ω ; vinutý
Kondenzátory	
C_1	5 μ F/15 V; TE984
C_2	50 μ F/70 V; TE988
C_3	10 μ F/6 V; TE981
C_4	680 pF; TK720 – možno většinou vypustit
C_5, C_6	47 nF; TK750
Trimry	
P_1	250 Ω ; TP015
P_2	15 k Ω ; TP015
P_3	1 k Ω ; TP015

zistory se mohou umístit na chladič, nejlépe z hliníkového profilu. Do chladiče se také umístí tranzistor pojistky. Způsob jeho uložení musí zajišťovat dobrý tepelný kontakt a naopak dostatečnou elektrickou izolaci od chladiče. Nejlépe se mi osvědčilo zalepit tranzistor KC507 do vyvrtané díry v chladiči epoxidovou pryskyřicí s jemnými prachovými zrnky duralu. Při pečlivém promíchání se duralová zrnka obalí epoxidovou pryskyřicí a je zajištěna jejich elektrická izolace. Tranzistor se musí do díry umístit tak, aby se pouzdrem nedotýkal chladiče. Po splnění těchto podmínek je tepelný kontakt velmi dobrý a tranzistor je dostatečně elektricky izolován.

Pokud budou vývody z desky s plošnými spoji drátové, lze desku připevnit např. úhelníky.

Doporučuji blokovat přívody napájecího napětí proti zemi keramickými kondenzátory C_5 a C_6 a to přímo na desce s plošnými spoji; kondenzátory zamezí vzniku případných oscilací vlivem vazby na napájecích vodičích. Při konstrukci je nezbytné volit správně průřez přívodních vodičů (velké proudy) a vyvarovat se zbytečných smyček. Zemnit součástky je třeba do společného



Obr. 46. Závislost dosažitelného výstupního výkonu na napájecím napětí při zátěži 5 Ω a kmitočtu 1 kHz.

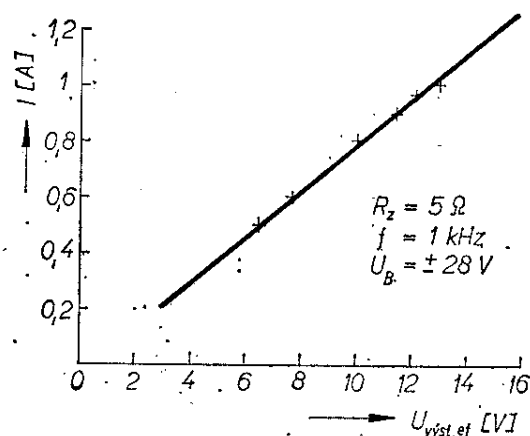
bodů zesilovače. Deska má být umístěna co nejbližší k výkonovým tranzistorům, aby se znemožnila vazba z výstupu zesilovače do ostatních částí přístroje.

Při plném vybuzení může vlivem těsnějšího nastavení limitačních tranzistorů dojít k malým zákmitům u vrcholů sinusovky výstupního signálu. Pokud by tyto zákmity byly na závadu, je možno zmenšit odpory R_{16} a R_{18} . Jiným řešením je vůbec vypustit ze zapojení oba limitační tranzistory s příslušnými odpory. Odpory v kolektorech lze ze zapojení vyřadit a nahradit je drátovými spojkami. Oběma zásahy je možno dosáhnout zcela nezkráceného tvaru signálu na výstupu až do okamžiku, kdy se začne projevovat souměrné omezení vlivem napájecích napětí. Proudové omezení je možno začlenit do zapojení napájecích zdrojů. Volba řešení závisí na konkrétní aplikaci výkonového zesilovače a řešitel si může podle potřeby vybrat některé z navržených řešení.

U vyvinutých a proměřovaných vzorků výkonových zesilovačů byla souměrná proudová limitace výstupního proudu s úspěchem realizována podle uvedených zapojení.

Pro obě varianty uvádím společný seznam součástí v tab. 13. Podle nároků na zesilovač lze použít i jiné vyhovující typy tranzistorů.

Měřením byly ověřeny obě varianty zesilovačů s napájecím napětím až ± 28 V,



Obr. 47. Závislost odběru proudu na výstupním napětí při zátěži 5Ω , kmitočtu 1 kHz a napájení ± 28 V

kdy je možno dosáhnout výstupního výkonu až 50 W do zátěže 5Ω (při kmitočtu 1 kHz). Pro obě varianty byla měřena závislost maximálně dosažitelného výstupního výkonu na napájecím napětí. Na obr. 46 je tato závislost pro napětí ± 14 a ± 27 V, kmitočet 1 kHz a zátěž 5Ω . V obr. 47 je závislost středního proudu kladné větve napájecího zdroje na výstupním napětí. Proud z kladné větve je větší než proud ze záporné větve napájecího zdroje o proud Zenerovy diody (asi 5 až 10 mA).

Kmitočtová charakteristiky je při plném výstupním výkonu rovná s odchylkou nejvýše ± 1 dB v pásmu 20 Hz až 40 kHz (napájecí napětí ± 23 V, maximální výstupní výkon asi 33 W při zátěži 5Ω). Šum přepočtený na vstup při zkratovaném vstupu byl menší než 25 μ V a při rozpojeném vstupu byl menší než 400 μ V. Nelineární a intermodulační zkreslení je u obou variant menší než 0,2 %. U varianty podle obr. 44 bylo nelineární zkreslení ještě asi o řád menší.

Vynikající vlastnosti obou variant zesilovače se projevily při sledování vlivu nesymetrie napájecího napětí na klidovou polohu výstupu. Ukázalo se, že při libovolné nesymetrii napájecích napětí (max. ± 28 V) nebyla odchylka výstupního napětí od nuly větší než asi 0,5 V (při zátěži 5Ω). Z měření tedy vyplývá, že i tehdy, bude-li jedna z napájecích větví bez napětí, bude odchylka klidové polohy výstupu od nuly zcela nepatrná a reproduktory nebudou téměř buzeny. Tím se zcela bezpečně zajistilo, že nemůže dojít ke zničení reproduktorů při částečné nebo úplné nesymetrii napájecích napětí.

Abychom se vyvarovali zbytečných ztrát zničením polovodičových prvků a zbytečného časového zdržení, je nezbytné před osazováním desky s plošnými spoji pečlivě proměřit a případně párovat dvojice tranzistorů. Podle proudového zesílení h_{21E} musí být párovány tyto dvojice T_1-T_2 , T_5-T_6 , T_7-T_{10} , T_8-T_{11} a T_9-T_{12} . Dvojici T_1-T_2 párujeme asi při proudu $I_C = 1$ mA, dvojici T_5-T_6 při proudu $I_C = 10$ mA, dvojici T_7-T_{10} při proudu $I_C = 3$ mA, dvojici T_8-T_{11} při proudu

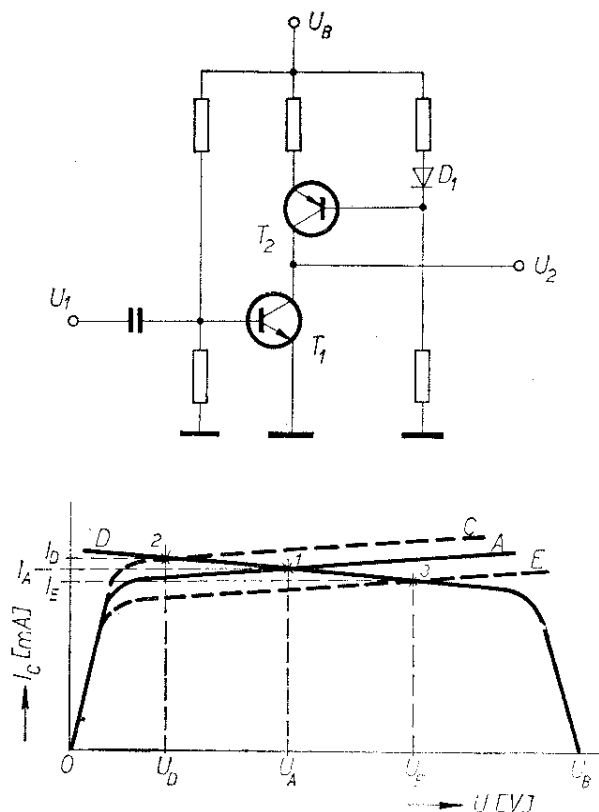
$I_C = 10 \text{ mA}$ a 100 mA a dvojici T_9-T_{12} při proudu $I_C = 100 \text{ mA}$ a 1 až $1,5 \text{ A}$. Dále je nezbytné kontrolovat u tranzistorů závěrné napětí U_{CE0} , které musí být stejné nebo větší než je celkové napětí mezi kladnou a zápornou větví napájecího zdroje. U varianty s $U_B = \pm 28 \text{ V}$ nejméně tedy 56 V .

Menší nároky na závěrné napětí jsou u tranzistorů T_1, T_2, T_3, T_5 a T_6 . Dále se vyplatí překontrolovat použité elektrolytické i keramické kondenzátory, zda bezpečně „vydrží“ předepsané napětí. K zajištění časové stálosti nastavovaných veličin je vhodné použít odporové keramické trimry.

Abychom se vyvarovali zhoršení přenosových vlastností u dolního konce pásma, je nutno použít souměrný napáječ s výstupními elektrolytickými kondenzátory s dostatečnou kapacitou. S elektrolytickými kondenzátory alespoň $2\,000 \mu\text{F}$ lze dosáhnout plného výstupního výkonu bez poklesu zesílení až do kmitočtu 10 Hz . Doporučuji použít pro obě větve napájení stabilizované zdroje, dimenzované na dostatečně velký výstupní proud. (Např. při stereofonním provedení výkonového zesilovače $2 \times 50 \text{ W}$ zdroje s výstupem asi 55 V a 4 A). Požadavky na souměrnost napájecích napětí nejsou nijak přísné. Přenosové vlastnosti zesilovače nezávisí v širokém měřítku na souměrnosti napájecích napětí. Jediným důsledkem nesouměrnosti je zmenšení dosažitelné amplitudy výstupního napětí.

Druhým příkladem konstrukce moderního výkonového zesilovače je zesilovač, který byl navržen s využitím některých obvodových principů monolitických operačních zesilovačů. Původním záměrem bylo ověřit si výhody tzv. aktivní zátěže, vytvořené kolektorovým odporem zatěžovacího tranzistoru. Tento záměr byl dále rozpracován a využit pro návrh kvalitního výkonového zesilovače.

K vysvětlení podstaty principu činnosti zesilovače s aktivní zátěží použijeme obr. 48. Na obrázku je zjednodušené zapojení jednostupňového zesilovače s tranzistorem T_1 , který pracuje do kolektorové zátěže, vytvořené zdrojem



Obr. 48. Zjednodušené zapojení a kolektorové charakteristiky pro vysvětlení funkce zesilovače s aktivní zátěží

proudu s tranzistorem T_2 . Volbou odporů je nastavena klidová poloha výstupu do bodu 1. Tento bod je průsečíkem kolektorových charakteristik tranzistorů T_1 (křivka A) a tranzistoru T_2 (křivka D), které vycházejí z bodu $U = 0$ a $U = U_B$. Při buzení tranzistoru T_1 vstupním proudem přechází kolektorová charakteristika jednak do křivky E a jednak do křivky C. Průsečíky těchto křivek s kolektorovou charakteristikou D zatěžovacího tranzistoru T_2 určují body, jimiž je definována amplituda výstupního napětí $U_E - U_D$. Za předpokladu, že tranzistory pracují dostatečně daleko od saturační přímky, jsou kolektorové charakteristiky téměř rovnoběžné s napětovou osou a dynamický výstupní odpor kolektoru je značně velký. (Podle typu tranzistoru od jednotek do stovek $\text{M}\Omega$). Při poměrně malém napájecím napětí a malých napětových úbytcích na zátěži je možno dosáhnout tímto způsobem značného napětového zesílení v jednom stupni. Při malých změnách vstupního

napětí nebo proudu vznikají na výstupu mnohem větší změny výstupního napětí. Kolektorový proud se vlivem velké dynamické zatěžovací impedance rovněž příliš nemění a zapojení vyniká značnou hospodárností. Jistým nedostatkem je možnost vzniku nelineárního zkreslení (nepohybuje-li se pracovní bod v lineární oblasti kolektorových charakteristik).

Je zřejmé, že je žádoucí použít v zapojení takové tranzistory, které mají velký dynamický odpor kolektoru a malé saturační napětí. Nezbytné je rovněž nastavit klidovou polohu pracovního bodu asi na polovinu napájecího napětí, aby se dosáhlo symetrického rozkmitu výstupního napětí. Jak vyplývá z měření kolektorových charakteristik, je pro větší napěťové zesílení vhodnější pracovat s menšími kolektorovými proudy.

S tranzistory KF508 a KF517 lze dosáhnout zesílení několik tisíc na jeden stupeň. Problémem je, jak toto zesílení nezmenšit při zatěžování obvodu dalším stupněm. Nabízí se několik řešení, která se často používají v zapojeních monolitických operačních zesilovačů.

Hlavním smyslem bylo realizovat celý zesilovač s malým počtem (dva nebo tři) zesilovacích stupňů s co největším napěťovým zesílením na stupeň a tak zmenšit výsledný fázový posuv. Tím se zásadně zlepšuje kmitočtová stabilita zesilovače a zjednodušuje se kompenzace při různých podmínkách provozu. Tato skutečnost se potvrdila i u navrženého výkonového zesilovače, který vystačí s jednoduchou kompenzací a má šířku pásma pro plný výstupní výkon od 20 Hz nejméně do 30 kHz.

Výkonový zesilovač je navržen ve dvou variantách, jednak s kvazikomplementárním zapojením a jednak s komplementárními koncovými tranzistory. Nejprve si popíšeme kvazikomplementární zapojení podle obr. 49.

Vstupní část zesilovače tvoří obvody tranzistorů T_1 a T_2 v diferenciálním zapojení. Signály ze vstupu (přes tranzistor T_1) a ze zpětné vazby (přes tranzistory T_2 a T_1) se sčítají na kolektorovém odporu tranzistoru T_1 . Emitorový odpor pro diferenciální dvojice je vytvořen ze zdroje proudu s tranzistory T_3 a T_4 .

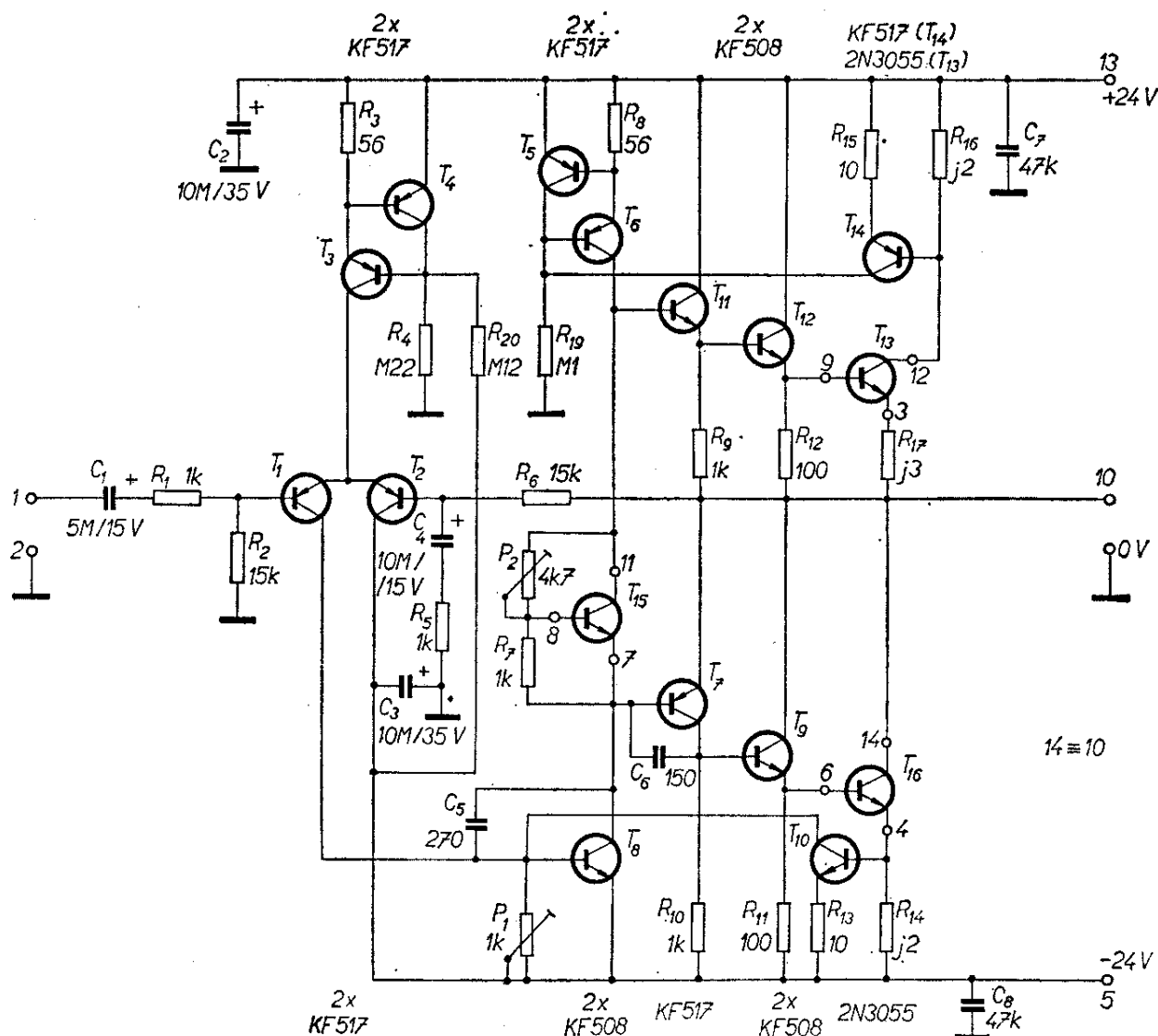
Jako vlastní zdroj proudu pracuje tranzistor T_3 . Tranzistor T_4 je použit k nastavení kolektorového proudu tranzistoru T_3 . Při tomto uspořádání je také kompenzován vliv teploty okolí na kolektorový proud tranzistoru T_3 . Při zvětšení teploty okolí se tranzistor T_4 více otevře a zmenší se „otevírací“ napětí tranzistoru T_3 , takže se kompenzuje původní zvětšení kolektorového proudu tranzistoru T_3 . U diferenciálního zesilovače se příznivý vliv velkého emitorového odporu projevuje zmenšením teplotního driftu vstupní napěťové a proudové nesymetrie a zlepšenou linearizací zesílení.

Na diferenciální zesilovač je navázán napěťový zesilovač s tranzistorem T_8 , který pracuje do zátěže, vytvořené tranzistory T_5 a T_6 . Volbou pracovního bodu tranzistoru T_{15} se nastavuje klidový proud budičů a koncových tranzistorů. Tento tranzistor současně pracuje jako teplotní čidlo a umísťuje se tedy do tepelného kontaktu s chladičem výkonových tranzistorů. Vlivem teploty se zvětšuje proudový zesilovací činitel tranzistoru T_{15} a tranzistor se více otevírá. Tím se zmenšuje úbytek napětí mezi vývody 7 a 11 a budiče i koncové tranzistory se touto zápornou zpětnou vazbou přivírají a klidové proudy se udržují na původně nastavené velikosti.

Novinkou je použití aktivní zátěže v kolektoru tranzistoru T_8 (vytvořené proudovým zdrojem s tranzistorem T_6). Pracovní bod tranzistoru T_6 je nastaven a teplotně kompenzován tranzistorem T_5 . Do báze tranzistoru T_6 je současně zavedena vazba přes tranzistor T_{14} , takže je při přetížení omežován proud výstupním tranzistorem T_{13} .

Jak se zjistilo měřením, je bez zatížení napěťové zesílení stupně s tranzistory T_1 až T_8 asi 4 000. Vzhledem k tomu, že vstupní diferenciální zesilovač má napěťové zesílení asi 3, je hlavní část napěťového zesílení soustředěna ve stupni s tranzistory T_8 a T_6 .

Při zatížení budiče koncovými tranzistory se zátěží 5 Ω se výsledné zesílení obou stupňů zmenší asi na 400, tzn., že se napěťové zesílení stupně s aktivní zátěží zmenší při zatížení vstupním odporem dalších stupňů asi na 130. I když je



Obr. 49. Zapojení kvazikomplementárního výkonového zesilovače s aktivní zátěží

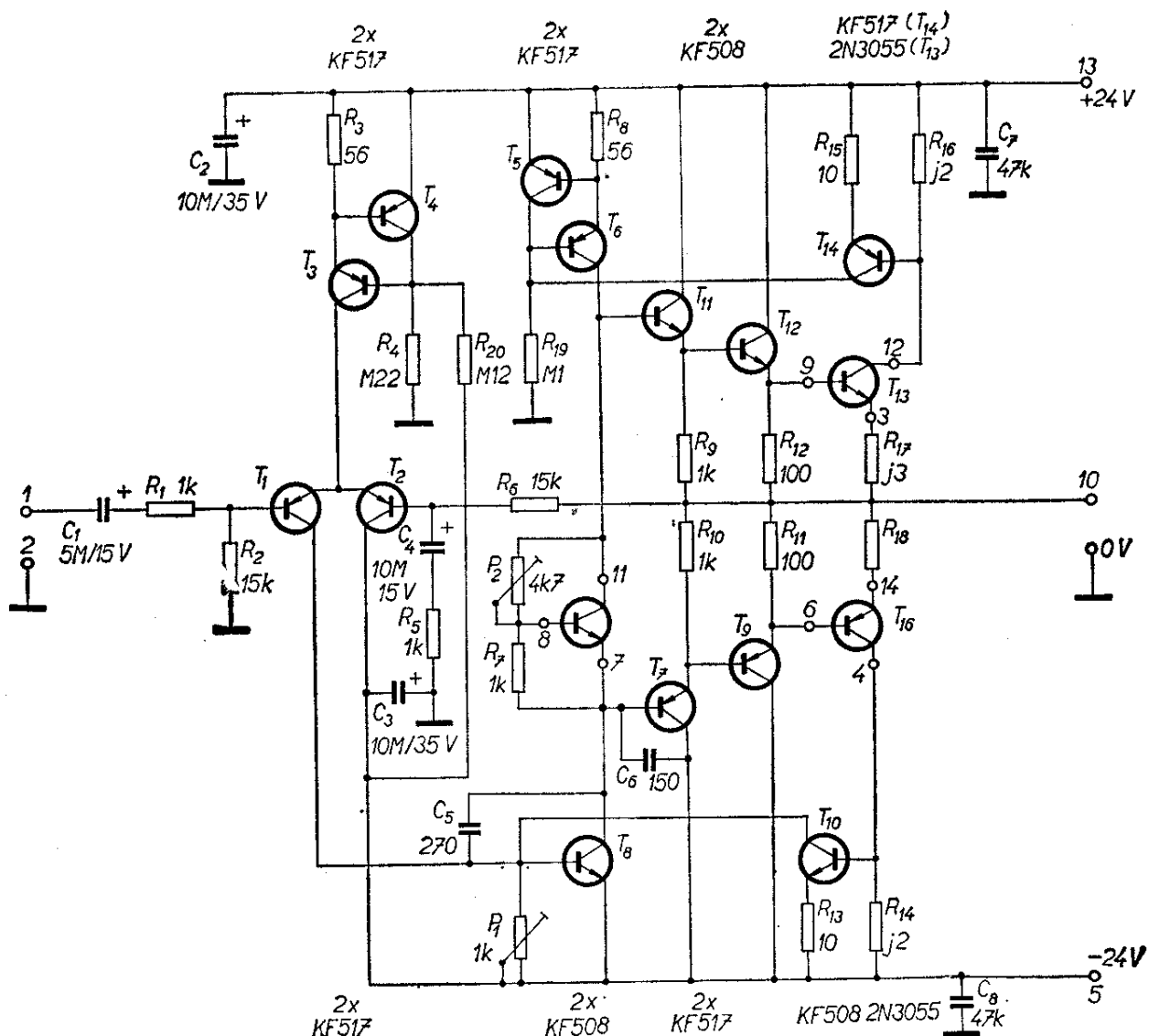
zmenšení zesílení značné, je rezerva pro zápornou zpětnou vazbu dostatečně velká. Napěťové zesílení celého zesilovače je nastaveno poměrem odporů R_6 a R_5 na 15, tzn., že se zkreslení výstupního napětí a výstupní odpor zesilovače zmenšují asi dvacetsedmkrát.

K nastavení výstupu na potenciál země slouží odporový trimr P_1 . Při ožiování jsem si ověřil, že je možné případně trimr P_1 nahradit odporem 470 Ω a výstup se nastavuje na potenciál země automaticky vlivem 100 % stejnosměrné záporné vazby do báze tranzistoru T_2 .

Zesilovač je jednoduše kmitočtově kompenzován kondenzátory C_5 a C_6 . Koncové tranzistory jsou chráněny proti zničení při přetížení souměrným proudovým omezením výstupního proudu. Omezovací tranzistor T_{10} pracuje tak, že při zvětšování odběru proudu ze záporné větve napáječe se úbytkem napětí na odporu R_{14} tento tranzistor otevře a zablokuje buzení pro tranzistor T_8 . Při zvětšení odběru proudu z kladné větve napáječe se otevře tranzistor T_{14} a zablokuje zdroj proudu s tranzistorem T_6 .

K určení odporů R_{14} a R_{16} je nutno

$$50 \cdot \frac{5}{72} R_K$$



Obr. 50. Zapojení výkonového zesilovače s aktivní zátěží a s komplementárními tranzistory
Neoznačený tranzistor je T_{18}

vycházet ze skutečnosti, že pro dostatečné otevření tranzistorů T_{10} a T_{14} musí vzniknout na odporech úbytek napětí asi 0,6 V. Např. pro limitaci při výstupním proudu 3 A mají být R_{14} a R_{16} 0,2 Ω . Odpor R_{14} a další odpor R_{17} přispívají k teplotní stabilizaci kolektorových proudů výkonových tranzistorů. Přídavný odpor R_{17} spolu s odpory pro limitaci poněkud zmenšují dosažitelnou amplitudu výstupního napětí, na druhé straně však velmi účinně chrání výkonové tranzistory proti zničení vlivem proudového přetížení (např. při přímém zkratu na výstupu) nebo při zvýšení teploty.

Zapojení výkonového zesilovače s kom-

plementární dvojicí podle obr. 50 je ve většině detailů shodné se zapojením podle obr. 49. Rozdíl je v uspořádání budičů a koncového stupně. Budič a koncový stupeň jsou osazeny komplementárními dvojicemi, takže vstupní odpor budičů zatěžuje napěťový zesilovač při obou polaritách signálu souměrně. Odpory R_{14} a R_{16} pro snímání výstupního proudu jsou umístěny v napájení koncových tranzistorů.

Proti předchozímu uspořádání je napěťové zesílení bez zpětné vazby asi o 30 % větší, což se spolu se symetrickým vstupním odporem projeví asi o řád menším zkreslením u zesilovače se zápor-

Tab. 14. Seznam součástek (zapojení podle obr. 49 a 50)

<i>Tranzistory</i>	
T_1	KF517
T_2	KF517
T_3	KF517
T_4	KF517
T_5	KF517
T_6	KF517
T_7	KF517
T_8	KF508
T_9	KF508 nebo KF517
T_{10}	KF508
T_{11}	KF508
T_{12}	KF508
T_{13}	2N3055 (KD602), KD501, KD502, KD503 – apod.
T_{14}	KF517
T_{15}	KF508
T_{16}	2N3055 (KD602), KD501, KD502, KD503 – nebo 2N3789, 2N3792, apod.
<i>Odpory</i>	
R_1	1 k Ω ; TR151
R_2	15 Ω ; TR151
R_3	56 Ω ; TR112a
R_4	0,22 M Ω ; TR151
R_5	1 k Ω ; TR151
R_6	15 k Ω ; TR151
R_7	1 k Ω ; TR151
R_8	56 Ω ; TR112a
R_9	1 k Ω ; TR151
R_{10}	1 k Ω ; TR151
R_{11}	100 Ω ; TR151
R_{13}	10 Ω ; TR112a
R_{14}	0,2 Ω ; vinutý
R_{15}	10 Ω ; TR112a
R_{16}	0,2 Ω ; vinutý
R_{17}, R_{18}	0,3 Ω ; vinutý
R_{19}	0,1 M Ω ; TR151
R_{20}	0,12 M Ω ; TR151
<i>Kondenzátory</i>	
C_1	5 μ F/15 V; TE984
C_2	10 μ F/35 V; TE986
C_3	10 μ F/35 V; TE986
C_4	10 μ F/15 V; TE984
C_5	270 pF; TK720
C_6	150 pF; TK720
<i>Trimry</i>	
P_1	1 k Ω ; TP015
P_2	4,7 k Ω ; TP015

nou zpětnou vazbou (pro výsledné napěťové zesílení 15). Pro obě varianty zesilovače je navržena stejná deska s plošnými spoji v měřítku 1:1 podle obr. 51.

Deska se pro zvolenou variantu zapojení upraví vhodným umístěním spojek a odporů v budičích a koncových tranzistorech podle textu pod obrázkem (viz též popis k obr. 43 a 44). Rozpiska součástek pro obě varianty je v tab. 11.

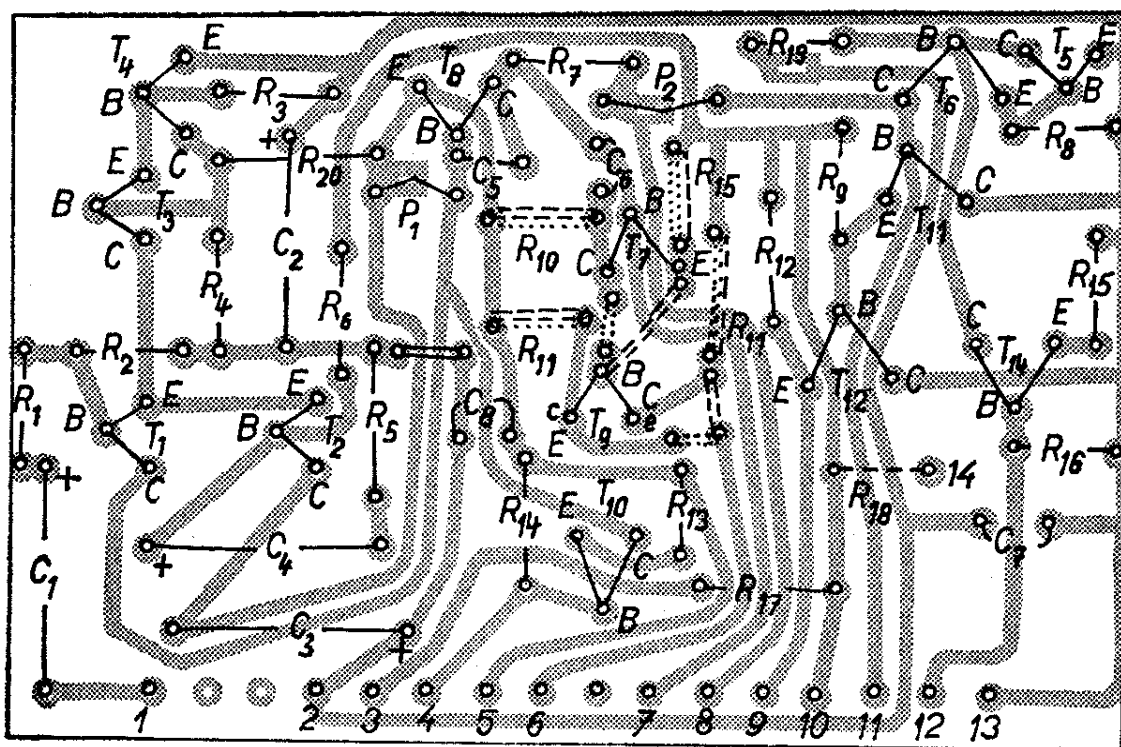
Přestože ani u jedné z variant zesilovače nebylo nutné blokovat napájecí vodiče, je na desce s plošnými spoji na tuto možnost pamatováno.

U jednoho z okrajů desky jsou body pro připojení konektoru nebo jednotlivých vodičů.

Výstupní odpor zesilovače s kvazikomplementární dvojicí koncových tranzistorů 2N3055 byl změřen a je 0,3 Ω . Šum (přepočtený na vstup) je při rozpojeném vstupu menší než 300 μ V a při zkratovaném vstupu menší než 15 μ V. U varianty s komplementární dvojicí koncových tranzistorů 2N3055 a 2N3789 je výstupní odpor menší než 0,1 Ω . Vstupní odpor 15 k Ω a velikost šumu jsou pro obě varianty stejné. Šířka pásma je pro plný výstupní výkon v obou případech (při poklesu o 1 dB) 20 Hz až 30 kHz. Zesilovač byl ověřován se zátěží 4 až 8 Ω a nebyly zjištěny žádné rušivé jevy při zapínání nebo vypínání napájecího napětí.

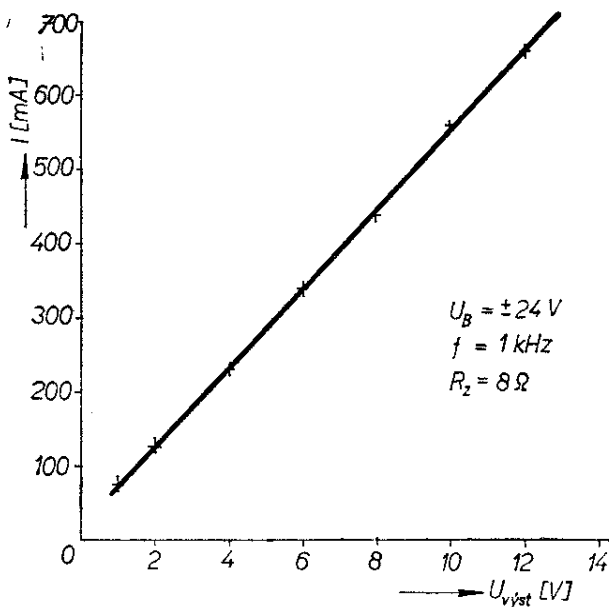
Pro napájecí napětí ± 24 V, zátěž 8 Ω a kmitočet 1 kHz je na obr. 52 závislost proudového odběru na výstupním napětí. V obr. 53 je závislost dosažitelného maximálního výstupního výkonu na použitém napájecím napětí. Tato závislost platí pro zátěž 8 Ω a kmitočet 1 kHz. Tyto závislosti byly získány z měření varianty s kvazikomplementární koncovou dvojicí; jak bylo ověřeno platí bez podstatných odchylek i pro variantu s komplementární dvojicí.

Použitím proudových zdrojů s tranzistory se zmenšuje dosti podstatně teplotní drift klidové polohy výstupu. V rozmezí teploty 20 až 70 °C je při konvenčním způsobu řešení zesilovače s diferenciálním vstupním zesilovačem drift výstupu asi ± 100 mV. S proudovým

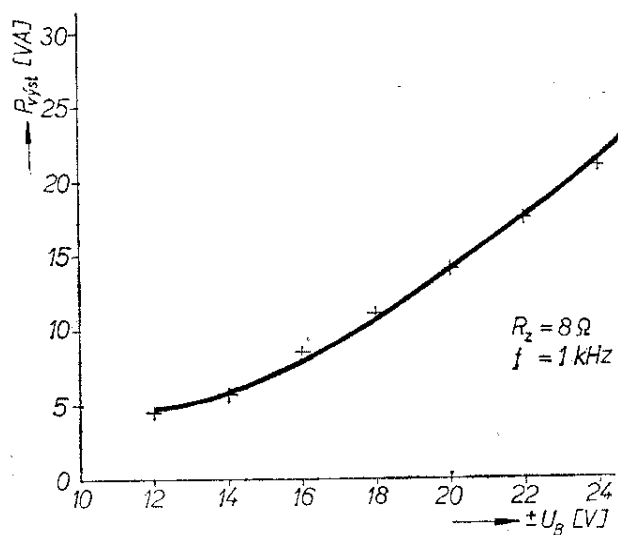


	spojka			
	--- v zap. dle obr. 50			
	... " " " 49			
	-.- odpor " " " 50			
	... " " " 49			

Obr. 51. Univerzální deska s plošnými spoji pro varianty výkonového zesilovače podle obr. 49 a obr. 50. (R_{20} připájet ze strany spojů, v zapojení podle obr. 49 je $14=10$) Smaragd F 49



Obr. 52. Závislost odběru proudu na výstupním napětí při zátěži 8Ω , kmitočtu 1 kHz a napájení $\pm 24 V$



Obr. 53. Závislost dosažitelného výstupního výkonu na napájecím napětí při zátěži 8Ω a kmitočtu 1 kHz

zdrojem v diferenciálním zesilovači a v napěťovém zesilovači se drift výstupního napětí zmenšuje pro stejné rozmezí teplot asi pod ± 40 mV.

Doporučení ke konstrukci

Dále uvedu několik doporučení pro konstrukci a oživení kterékoli z popsaných čtyř variant výkonových zesilovačů.

Před a při osazení desky s plošnými spoji je vhodné postupovat takto:

1. Desku s plošnými spoji dokonale odmastit lihem nebo jiným čistícím přípravkem.

2. Zkontrolovat elektrické parametry použitých součástek, včetně párů tranzistorů pro diferenciální zesilovač, pro buďiče a pro koncový stupeň.

3. Vývody součástek, které lze špatně pájet, předem očistit a ocínovat.

4. Vložit do děr a připájet drátové spojky.

5. Nejprve zakládat a pájet odpory a kondenzátory. Při vložení ponechat malou mezeru 3 až 5 mm mezi součástkou a deskou (usnadňuje to připojování měřících hrotů.)

6. Dále vložit a připájet tranzistory. Kontrolovat vzdálenost vývodů elektrod tranzistorů (zkratů). Výhodné je podložit tranzistory a diody podložkami z plastické hmoty.

7. Upevnit výkonové tranzistory a tranzistory pro snímání teploty na chladič. Výkonové tranzistory v pouzdrech TO-3 podložit tenkými izolačními podložkami ze slídy. Zmenšení teplotního odporu mezi pouzdem výkonového tranzistoru a chladičem se dosáhne potřením dotykových ploch mezi slídovou podložkou a výkonovým tranzistorem a chladičem tenkou vrstvou silikonové vazelíny (vazelína vyplní drobné mechanické nerovnosti povrchu).

Snímací tranzistor koncentricky uložit ve vyvrtané díře v chladiči. K upevnění tranzistorů použít epoxidovou pryskyřici, do níž jsou přidána jemná zrnka hliníku nebo duralu. Před lepením pečlivě promíchat epoxidovou pryskyřici se zrny, aby se zrna dokonale obalila pryskyřicí. Díra v chladiči musí mít asi

o 2 mm větší průměr, než je průměr pouzdra tranzistoru. Před i po zatvrdnutí pryskyřice kontrolovat, zda je pouzdro (kolektor) snímacího tranzistoru izolováno do chladiče. Pro chladič se hodí nejlépe hliníkový profil, který je vhodné po mechanickém opracování opatřit černě eloxovaným povrchem. Při eloxování je žádoucí maskovat dosedací plochy pod výkonovými tranzistory, neboť vrstva eloxu má podstatně horší tepelnou vodivost než samotný hliník. Před eloxováním je výhodné vyvrtat do chladiče všechny díry včetně díry pro snímací tranzistory. Vrstva eloxu působí totiž současně jako izolant.

8. Na vývody z plošných spojů připájet konektor nebo samostatné vodiče k výkonovým a ke snímacím tranzistorům.

Po osazení desky součástkami zesilovač oživíme. Při oživení je vhodné začít nejprve bez připojených výkonových tranzistorů a bez zátěže (avšak se snímacími tranzistory). K oživení je nutno toto základní vybavení: dva univerzální měřicí přístroje (např. Avomet typ I nebo II), tónový generátor a osciloskop, dále výkonový napájecí zdroj se souměrným výstupním napětím (podle použití zesilovače a výstupního výkonu) asi od ± 22 V až asi do ± 28 V a pro proud 1 A až asi 3 A. Je výhodné použít zdroj s přepínatelnou limitací proudu, neboť tím můžeme omezit důsledky chyb na minimum. Po kontrole osazení a pájecích bodů na desce s plošnými spoji porovnáním se zapojovacím plánem dočasně spojíme vstup se zemí.

9. Je-li podle bodu 8 vše v pořádku, připojíme souměrně napájecí napětí přes stejnosměrné ampérmetry a přes ochranné odpory (např. 1 k Ω), vložené do obou větví. Odporový trimr u snímacího tranzistoru je nutno předem nastavit tak, aby byl tranzistor plně otevřen (běžec u horního okraje odporové dráhy — směrem ke kladnému pólu napájecího napětí). Běžec trimru pro nastavení polohy výstupu nastavit asi do středu. Po připojení napětí má být odběr proudu nepatrný (několik mA). Zjistit, zda se při pohybu běžce trimru u snímacího tranzistoru mění odběr proudu z napá-

jecích bodů přibližně souměrně (při vyřazených ochranných odporech). Pozor na možnost kmitání vlivem odporů a indukčností měřicích přístrojů v napájecích vodičích.

10. Odpojit napájecí napětí a Avomet ze záporné větve napájecího napětí. Avomet se stejnosměrným napětovým rozsahem 15 V připojit mezi výstup a zem. Znovu připojit napájecí napětí a zjistit úroveň napětí na výstupu. Podle potřeby nastavit klidovou polohu výstupu na nulu. Potom (na rozsahu 3 V) trimrem u snímacího tranzistoru nastavíme napětí pro báze výkonových tranzistorů asi na 0,5 V (Avomet na rozsahu 3 V). Opět zkontrolujeme klidovou polohu výstupu a odpojíme napájecí napětí.

11. Nyní připojíme výkonové tranzistory k vývodům z plošného spoje a připojíme napájecí napětí. Odběr ze zdroje nastavíme asi na 30 až 40 mA trimrem u snímacího tranzistoru. Dále znovu kontrolujeme nulovou polohu výstupu a poté odpojíme napájecí napětí.

12. Ke vstupu připojíme tónový generátor a na výstup osciloskop. Po připojení napájecího napětí a bez zátěže vybudíme zesilovač signálem o kmitočtu 1 kHz až na maximální amplitudu na výstupu a zkontrolujeme, zda je limitace výstupního signálu souměrná.

13. Odpojíme napájecí napětí a na výstup zesilovače připojíme jmenovitou zátěž. Znovu zesilovač vybudíme až na maximální amplitudu výstupního napětí, např. na kmitočtu 1 kHz.

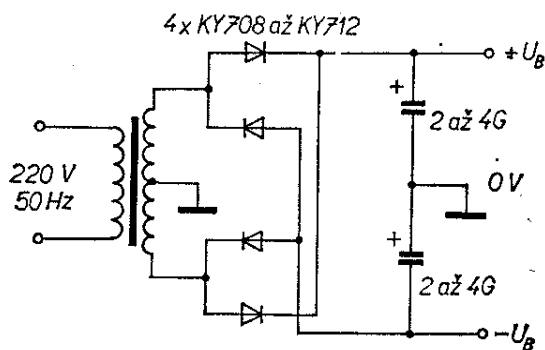
14. Nyní zjistíme, zda je zesilovač kmitočtově stabilní v celém kmitočtovém pásmu při plném vybuzení. Dochází-li k zákmitům těsně na vrcholech sinusovky, je to obvykle způsobeno „nasazením“ proudové limitace. Pokud jsou tyto zákmity souměrné nebo i nesouměrné až těsně před omezením výstupního napětí, není to na závadu. Nasazuje-li se proudová limitace dříve, je třeba zmenšit odpory pro vzorkování výstupního proudu. Zjistíme-li, že zákmity jsou na boku sinusovky, je možno většinou tento nedostatek odstranit mírným otevřením výstupních tranzistorů. Rovněž zkreslení, které by se mohlo projevit na sinusovce při průchodu nulou, se tímto

zásahem odstraní (u měřených vzorků se zkreslení v oblasti průchodu nulou ani při malých signálech neprojevilo). Podle mých zkušeností nebudou u žádné z variant výkonových zesilovačů vážnější problémy s kmitočtovou stabilitou.

Uvedený postup při ožiování není vyčerpávající a zájemci o stavbu zesilovače si mohou samozřejmě tento postup modifikovat podle svých zkušeností a vybavení. Např. je-li zesilovač dobře stejnosměrně nastaven (vystačí se se dvěma Avometry), je ožiování při střídavém signálu víceméně ověřením, zda je zesilovač kmitočtově stabilní, zda je přenos lineární, zda je šířka přenášeného pásma v požadovaných mezích a zda pracuje obvod proudové limitaci. Při dostatečných zkušenostech je možno vystačit pouze se stejnosměrným nastavením — ožiování střídavým signálem lze značně zjednodušit.

Aby nedošlo ke zbytečnému zklamání znovu zdůrazňuji, že popsané zesilovače (vzhledem ke složitosti a malým rozměrům desky s plošnými spoji) kladou poměrně velké nároky na pečlivou a systematickou práci při montáži a ožiování. Proto jejich realizaci doporučuji především těm zájemcům, kteří již mají zkušenosti se stavbou výkonových zesilovačů.

Ze zkušenosti se mi jeví jako jednodušší ožiovat výkonové zesilovače podle obr. 43 a obr. 44. Náročnější na ožiování jsou zesilovače v zapojení podle obr. 49 a obr. 50. Pokud se použijí naše tranzistory KF508 a KF517, pak je třeba předem zjistit, zda tranzistory „vydrží“ při použitém napájecím napětí. U zesilovačů



Obr. 54. Zapojení zdroje souměrného napětí

s aktivní zátěží pracují jako odpory tranzistory — při chybě v zapojení pak může snadno dojít k proudovému přetížení použitých tranzistorů.

Konstrukce výkonového zesilovače patří mezi nejobtížnější úkoly při stavbě Hi-Fi zesilovačů. Proto je třeba promyslet si celý postup práce předem. Tento způsob práce vyžaduje dobré praktické i teoretické znalosti z obvodové techniky výkonových zesilovačů.

Pro všechny varianty výkonových zesilovačů je možno použít jakýkoli stabilizovaný zdroj se souměrným napětím. Tento zdroj musí pochopitelně poskytnout dostatečné napětí i proud. V nouzi je možno vystačit i s poměrně jednoduchým napáječem v zapojení podle obr. 54. Zdroj vyžaduje výkonový transformátor s odbočkou ve středu. K dvoucestnému usměrnění je třeba čtyř výkonových křemíkových diod (např. z řady KY708 až KY712). Mezi výstupy je připojen kapacitní dělič s elektrolytickými kondenzátory 2 000 až 4 000 μF . Střed tohoto děliče je propojen se středem sekundárního vinutí transformátoru a tvoří zem napáječe. Návrh transformátoru a volba kondenzátorů (podle použitého napájecího napětí) závisí na maximálním výstupním výkonu, který od zesilovače budeme požadovat. Zdroj je velmi jednoduchý jak z hlediska konstrukce, tak i z hlediska nákladů.

Zesilovače podle obr. 43, 44, 49 a 50 je možno poměrně snadno upravit i pro asymetrické napájení. Stačí k tomu zapojit bázi tranzistoru T_1 na střed odporového děliče, připojeného mezi kladný pól napájení a zem. Tento dělič může být složen např. z odporů 82 k Ω a 82 k Ω nebo 33 k Ω a 33 k Ω . Dále je třeba blokovací elektrolytický kondenzátor ve smyčce zpětné vazby připojit na zem (záporný pól napáječe). Je ovšem třeba použít kondenzátor pro větší napětí. Pro vazbu z výstupu do zátěže je třeba přidat elektrolytický kondenzátor 2 000 až 3 000 μF , dimenzovaný na napětí napájecího zdroje. Dále je třeba vypustit filtrační kondenzátory v napájecí větvi záporného napětí a jeden pár kondenzá-

torů v kladné větvi přepojit na novou zem.

Návrh chladiče pro výkonové tranzistory

Při řešení výkonových zesilovačů je důležitou částí návrh potřebného chladiče pro výkonové tranzistory. Jako pomůcku k určení plochy je možno použít nomogram podle obr. 55. Pomocí tohoto nomogramu se určuje plocha hladkého hliníkového chladiče s černě eloxovaným matovým povrchem. Chladič musí mít poměr stran nejvýše 2 : 1 a jeho tloušťka musí být nejméně 2 mm. Je jasné, že rozměry získané z nomogramu jsou víceméně orientační a je třeba je ověřit v praxi. Při použití chladičů s žebry je možno vypočitatelnou plochu chladiče úměrně zmenšit. Má-li naopak hliníkový chladič lesklý a světlý povrch, musí se vypočítaná plocha zvětšit nejméně o 20 %.

Postup při určení plochy chladiče:

1. Určit maximální výkonovou ztrátu P_z koncových tranzistorů (závisí na výstupním výkonu, pracovním režimu).
2. Pro danou výkonovou ztrátu určit přípustnou teplotu tranzistorových přechodů T_j (ze závislosti výkonové ztráty na teplotě T_j podle katalogu).
3. Určit rozdíl ΔT_j mezi teplotou tranzistorových přechodů T_j a teplotou okolí t_a .

Tab. 15. Tepelný odpor mezi pouzdem a chladičem při různých způsobech montáže

Pouzdro	Teplotní odpor $R_{cs} [^{\circ}\text{C/W}]$		
	Přímý kontakt	Slídová podložka	Tvrdá anodizovaná podložka z Al
TO-3	0,05	2	0,15
TO-66	0,4	2,4	0,6
Motorola typ 77 (plastik)	3	6	—
Motorola typ 90 (plastik)	1,2	2,2	—

4. Na stupnici A (ΔT_j) a stupnici B (P) určit příslušné body a ze spojnic těchto bodů a z bodu na stupnici C určit potřebný tepelný odpor R_{ja} mezi tranzistorovými přechody a okolím.

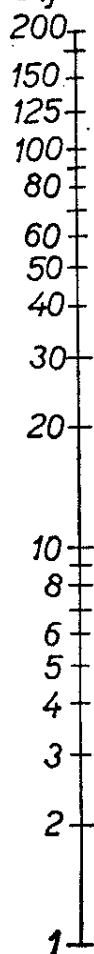
5. Vypočítat tepelný odpor mezi chladičem a okolím R_{sa} z rovnice $R_{sa} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cs}$, kde R_{jc} je tepelný odpor mezi tranzistorovými přechody a pouzdrům (udává výrobce v katalogu, např. u pouzdra typu TO-3 bývá asi $1,5^\circ\text{C/W}$) a R_{cs} je tepelný odpor mezi pouzdrům a chladičem. Typické údaje jsou v tab. 15.

6. Z bodu určeného vypočítaným tepelným odporem R_{sa} na stupnici C vést přes konstrukční bod přímkou, jejíž průsečík se stupnicí D určí plochu chladiče S v modulu, který po vynásobení číslem 6,45 udává plochu v cm^2 .

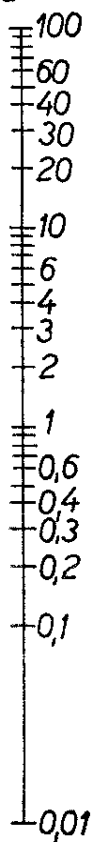
Obr. 55. Nomogram k určení plochy chladiče výkonových tranzistorů

Nomogram byl převzat z práce „Heat Sink Abac“ od J. Johnsona, publikované v časopise Wireless World 1971, sv. 77, č. 1423.

stupnice A
 $\Delta T_j [^\circ\text{C}]$

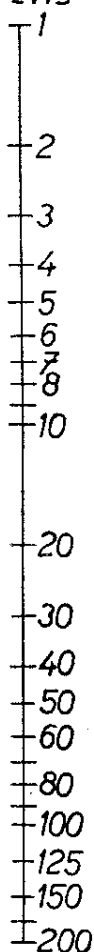


stupnice C
 $R_{ja}, R_{sa} [^\circ\text{C/W}]$

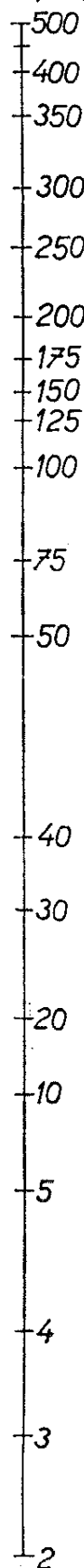


konstrukční
⊕ bod

stupnice B
 $P_z [\text{W}]$



stupnice D
 $S [6,45 \text{ cm}^2]$



Praxe nf techniky

Adrien Hofhans

Do redakce AR i RK docházejí trvale nejrůznější dotazy čtenářů. Odpovídáme na ně jednak písemně, jednak – velmi zkráceně – na stránkách AR v rubrice Čtenáři se ptají. Protože se však řada dotazů stále opakuje, nebo se dotýká velmi podobných problémů, rozhodli jsme se vybrat z dopisů posledních let takové dotazy, které se vyskytují nejčastěji a odpovědi na něž nepochybně tedy zajímají značné procento čtenářů.

Tyto dotazy jsme vytrídili, vybrali z nich ty, které se týkají oblasti elektroakustiky a vypracovali jsme na ně komplexní odpovědi. Rovněž jsme vybrali některé otázky ojedinělé, které se nám však zdály z nějakého důvodu zajímavé. Soubor těchto otázek a odpovědí jsme zařadili jako druhou část tohoto čísla Radiového konstruktéra.

Prosíme čtenáře, aby si uvědomili, že v tomto případě sami určili téma a že tedy některé otázky se zcela zákonitě týkají problémů pro někoho naprosto obecných, zatímco jiné řeší případy specializované.

Pokud tato snaha bude mít úspěch, použijeme v budoucnu stejný způsob i pro oblast vysokofrekvenční techniky, popř. i další obory elektrotechniky.

Otázka 1. Jaké jsou rozdíly mezi krystalovými, keramickými a magnetodynamickými přenoskovými vložkami?

Nejjednodušší a také nejlevnější jsou vložky krystalové a keramické. Proto jsou všeobecně používány u takových zařízení, u nichž je kladen prvořadý důraz na cenovou dostupnost (bez ohledu na parametry zařízení, jakost reprodukce, vliv přenosky na opotřebení přehrávaných desek atd.). Keramická vložka je přitom pouze obměnou vložky krystalové. Je teplotně stabilnější a lze říci, že u nejnovějších zařízení vytlačila zvolna kla-

sickou přenosku s krystalem se Seignettovy soli.

Cenový poměr mezi jednoduchou krystalovou vložkou a dobrou vložkou magnetodynamickou je až 1 : 10. Přitom si musíme uvědomit, že kvalitativní rozdíl mezi signálem, snímaným např. keramickou a magnetodynamickou přenoskovou vložkou nelze v žádném případě srovnávat s rozdílem v pořizovací ceně obou vložek. Naopak je možné říci, že u nenáročného druhu hudby lze při běžném poslechu jen obtížně rozeznat podstatnější rozdíl při snímání oběma typy vložek. Pokud budeme snímat z desky exponovanější skladbu, pak se určitý rozdíl projeví v lepším rozlišení jednotlivých nástrojů i ve vyrovnanější kmitočtové charakteristice. Podstatný rozdíl však zjistíme po krátkém čase v opotřebení desek. Krystalové a keramické přenoskové vložky nedovolují z konstrukčních důvodů zmenšit tuhost uložení snímacího hrotu vložky pod určitou mez – proto je třeba, aby této boční tuhosti byla úměrná i svislá síla (tlak) na hrot, neboť při jejím nadměrném zmenšení by hrot vložky nemohl sledovat záznam v drážce, popř. by mohl dokonce z drážky „vyskakovat“. Svislá síla na hrot se u těchto snímacích systémů pohybuje mezi 4 a 8 p a způsobuje již registrovatelné opotřebení přehrávaných desek. Opotřebení se v praxi projevuje jako rušivé chrastění, objevující se v místech maximálních amplitud zaznamenaného signálu. Protože chrastění nemá s charakterem vlastní nahrávky hudebně naprosto nic společného, je jeho projev mimořádně rušivý a takto opotřeбенá deska je zralá k vyřazení.

Vložky na magnetodynamickém principu dovolují naproti tomu podstatným způsobem zmenšit tuhost uložení hrotu, což vede k možnosti zmenšit svislou sílu na hrot až na 0,5 p, takže vliv na opotřebení desek přehrávaných přenoskou s touto vložkou je takřka zanedbatelný.

Protože se stejně jako deska méně opotřebuje i diamantový hrot, je podstatně prodloužena doba, po níž má hrot původní tvar, který je pro reprodukci z hlediska jakosti nejvýhodnější.

Další nevýhodou krystalových a keramických systémů je nutnost používat přenosové členy z plastických hmot, které jsou vždy méně či více teplotně závislé a podle teploty okolního prostředí – někdy podstatným způsobem – mění kmitočtovou charakteristiku vložky. Tento velmi nepříznivý jev, který je někdy ovlivňován též stářím vložky, se u magnetodynamických systémů neobjevuje.

Lze tedy říci, že i když zcela novou desku je schopen krystalový či keramický snímací systém – za příznivých okolností (teplota) – reprodukovat poměrně jakostně, jeho nedostatky se brzo projeví značným opotřebením desky. Z praxe je známo, že i jen několik přehrání nové desky – třeba v obchodě – systémem s tuhým uložením hrotu a velkou svislou silou na hrot poškodí desku natolik, že pozdější reprodukce jakostním systémem magnetodynamickým odhalí toto poškození zcela zřetelně (při srovnání s novou deskou). Magnetodynamický snímací systém však kromě podstatně vyšší pořizovací ceny vyžaduje i předzesilovač, který umožní jeho připojení k standardnímu zesilovači. Zatímco běžnou krystalovou přenosku můžeme bez problémů připojit ke každému zesilovači se vstupní impedancí alespoň 0,5 MΩ (keramickou k zesilovači se vstupní impedancí větší než 1 MΩ), magnetodynamická přenoska vyžaduje speciální předzesilovač s korigovanou kmitočtovou charakteristikou. Pro stereofonní verzi to znamená použít alespoň dva tranzistory do každého kanálu; v obchodě lze hotový předzesilovač koupit za 250,—Kčs. Některé zesilovače již mají tento předzesilovač vestavěn a je k nim tedy možno přímo připojit i magnetodynamické přenoskové systémy. O připojení všech používaných systémů bude pojednáno v následující otázce.

Magnetodynamické snímací systémy ovšem není možné dodatečně zamontovat do libovolného raménka. Stará raménka, určená pro použití vložek s velkými svis-

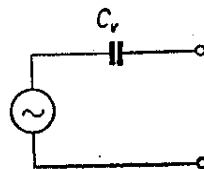
lými silami na hrot se pro magnetodynamické vložky nehodí vůbec. Mívají obvykle – kromě jiných nectností – příliš velké tření v ložiskách a nedovolují tedy nastavit potřebnou malou svislou sílu na hrot. Zásadně nelze tyto systémy montovat do ramének z plastické hmoty, které byly používány řadu let u našich gramofonů. S určitými výhradami je možno použít staré trubkové raménko z gramofonu typu H 13-50, pokud zkontrolujeme horizontální i vertikální ložisko, odstraníme automatický koncový vypínač, který by svým odporem způsobil vypadávání hrotu z drážky a zhotovíme vhodný kryt vložky. Pro úpravu staršího gramofonu je třeba navíc doporučit některou z dříve popisovaných změn, týkajících se odhlučnění šasi (např. převod „gumičkou“ nebo náhon plochým řemínkem na pomocné zavěšené kolo, tvořené např. hřídelí druhého – elektricky nezapojeného – motorku). Tyto úpravy byly několikrát popsány v AR i ST. Velmi výhodné je i zkonstruovat zvedací lávku přenoskového raménka, neboť velmi lehké přenosky se pouhou rukou nasazují bezpečně na desku jen s potížemi.

Otázka 2. Jak se připojují krystalové, keramické a magnetodynamické přenosky k zesilovači?

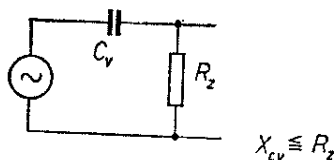
Nejprve si musíme v krátkosti ujasnit základní rozdíly a vlastnosti uvedených druhů přenoskových vložek.

Krystalová (i keramická vložka) představuje zdroj střídavého napětí s charakterem kapacity (obr. 1). Naproti tomu vložka magnetodynamická představuje zdroj s charakterem indukčnosti.

Pro připojení zdroje střídavého napětí s kapacitním charakterem platí zásada, že zatěžovací impedance, tj. vstupní



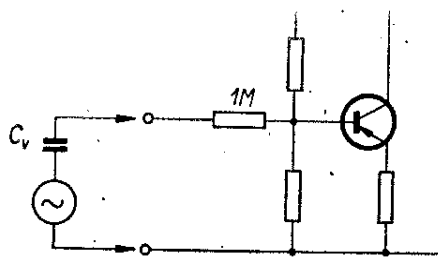
Obr. 1. Náhradní schéma krystalové přenoskové vložky



Obr. 2. Náhradní schéma zapojení přenosky s krystalovou vložkou k zesilovači, kdy kapacita vložky a vstupní odpor zesilovače tvoří člen RC

impedance zesilovače musí být pro nejmenší přenášený kmitočet minimálně stejná jako reaktance zdroje, tj. kapacitní reaktance krystalu přenosky. Není-li tato podmínka dodržena, dochází k úbytku hlubokých kmitočtů podle obr. 2. Pokud jde o běžné elektronkové zesilovače, nebylo v podstatě žádným problémem získat poměrně velké vstupní impedance; se zavedením zesilovačů, osazených tranzistory, se vstupní impedance zesilovačů zmenšila z původních 0,5 až 2 MΩ na 5 až 50 kΩ v běžných zapojeních, což v zásadě nedovoluje připojení těchto přenosků obvyklým způsobem. U tranzistorového zesilovače lze řešit tento problém v zásadě dvěma způsoby.

Obr. 3 ukazuje první způsob, kdy při vstupní impedanci zesilovače asi 10 kΩ a při citlivosti 1 mV zařadíme do série se vstupem odpor 1 MΩ. Získáme tak velmi jednoduše vstupní impedanci přibližně 1 MΩ při citlivosti asi 100 mV. Druhý způsob je naznačen na obr. 4. Paralelně ke kapacitě vložky se připojí jiná kapacita (v uvedeném případě asi stokrát větší), čímž se napětí odevzdané vložkou zmenší rovněž stokrát, avšak potřebná vstupní



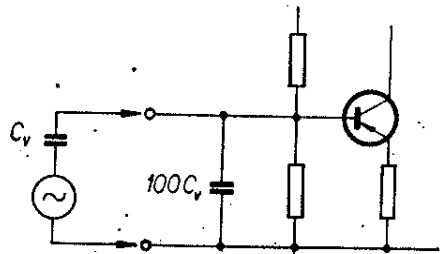
Obr. 3. Zvětšení vstupní impedance tranzistorového zesilovače zařazením sériového odporu

impedance zesilovače se zmenší v téže poměru – vložku lze pak připojit na vstup s impedancí 10 kΩ a přesto budou výstup z vložky a vstup zesilovače impedancečně přizpůsobeny.

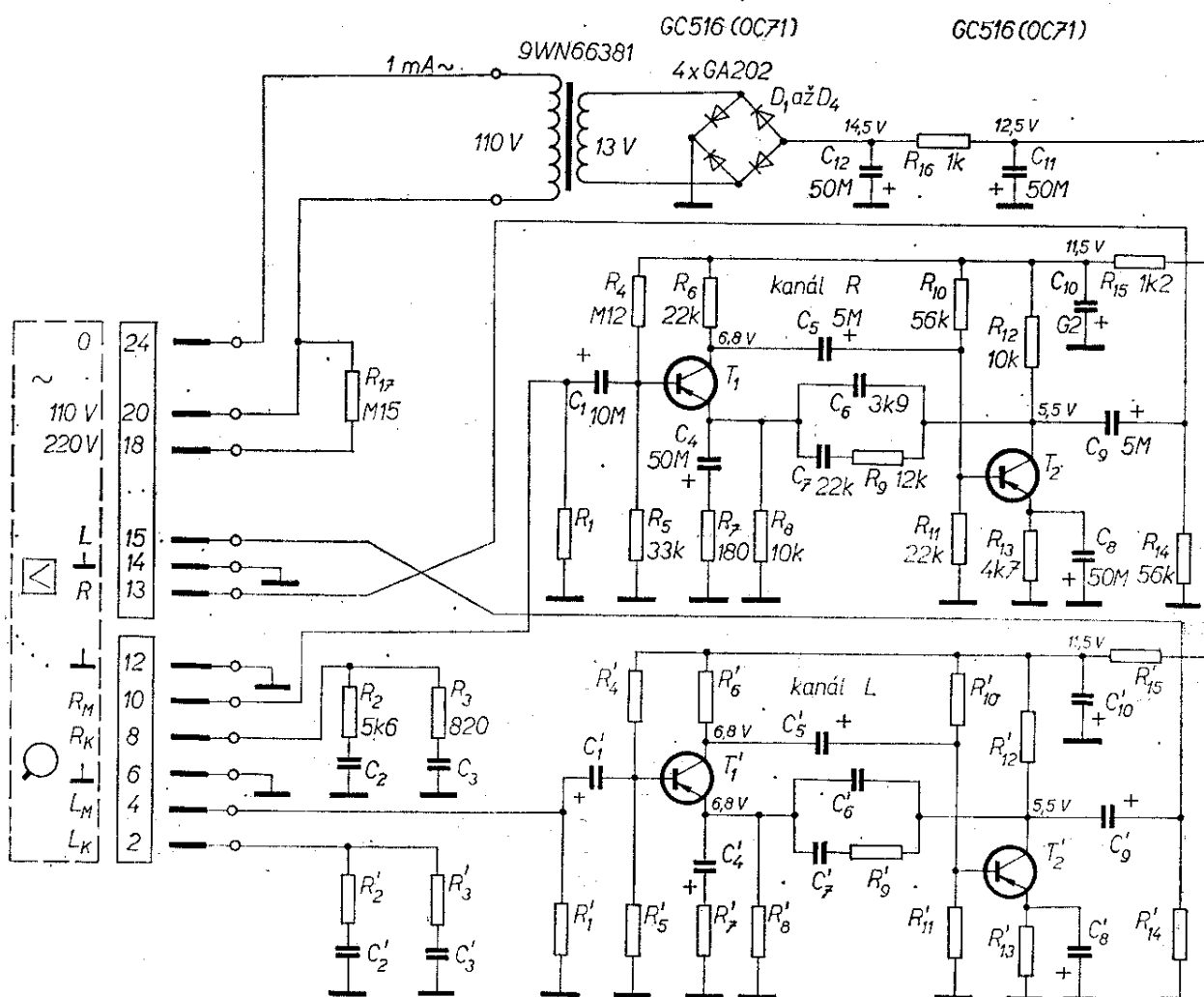
V dalším odstavci bude popsán ještě další způsob, který se poměrně často používá v továrních zesilovačích a mění vlastnosti krystalových a keramických vložek.

Magnetodynamická přenoska, která představuje zdroj střídavého napětí s indukčním charakterem, dává obvykle výstupní napětí řádu milivoltů, navíc však vyžaduje, aby charakteristika předzesilovače měla průběh podle křivky RIAA (byla již několikrát publikována v AR i RK). Výstupní napětí magnetodynamické vložky je totiž úměrné rychlosti výchylky hrotu a nikoli jeho amplitudě (jako u vložek krystalových a keramických). Zatěžovací impedance magnetodynamických vložek bývá většinou 50 kΩ. K předzesilovači s korigovanou kmitočtovou charakteristikou (obráz. 5) lze však velmi výhodně připojit i přenosku keramickou (nebo krystalovou) a to tak, že ji zatížíme kombinací odporu a kondenzátoru. Touto úpravou změníme její vlastnosti, neboť se její výstupní napětí značně zmenší a navíc bude záviset nikoli již na amplitudě, ale na rychlosti výchylky hrotu, takže se její vlastnosti velmi podstatně přiblíží vlastnostem přenosků magnetodynamických. Je samozřejmé, že takto upravená přenoska bude vyžadovat stejnou korekci kmitočtové charakteristiky jako přenoska magnetodynamická a proto ji připojíme na vstup téhož korekčního předzesilovače.

Pouhým zapojením vhodných členů RC můžeme tedy měnit přizpůsobení



Obr. 4. Zvětšení kapacity obvodu vložky paralelním kondenzátorem



Obr. 5. Schéma předzesilovače AG 981 pro magnetodynamickou vložku

vstupu zesilovače pro použití magneto-dynamického anebo krystalového (keramického) snímacího systému. Tento způsob je kupř. použit i u československého předzesilovače typu AZG 981 (obr. 5, korekční členy jsou zapojeny ke svorkám 8 a 2).

Otázka 3. Jak postupovat při náhradě kombinované hlavy v magnetofonu?

Na tuto otázku nelze dát jednoznačnou odpověď. Především si musíme uvědomit, že jsou dnes v provozu dva základní typy magnetofonů: a) elektronkové, b) tranzistorové (mezi tranzistorové je třeba počítat i ty, jejichž vstupní obvody jsou osazeny tranzistory, např. B3).

V magnetofonech elektronkových se používají hlavy s velkou impedancí a v tranzistorových hlavy s malou impedancí. V obou provedeních se vyrábějí a používají hlavy čtvrtstopé a hlavy půlstopé. Jsme-li postaveni před nutnost výměny hlavy u přístroje, pro který již nelze získat originální hlavu, je tedy třeba nejprve určit, zda se jedná o hlavu s malou nebo velkou impedancí a jde-li o přístroj čtvrtstopý anebo půlstopý. Vyměňujeme-li hlavu u tuzemského tranzistorového magnetofonu, pak je situace poměrně jednoduchá, neboť všechny tuzemské magnetofony jsou již řadu let osazovány tranzistory a zbývá tudíž pouze vyhledat vhodnou náhradu za původní hlavu.

U elektronkových přístrojů je situace podstatně horší. Na trhu totiž hlavy s velkou impedancí prakticky nejsou. Pokud jde o výměnu hlavy v půlstopém přístroji, pak je určitá naděje, že bude možno získat hlavu z magnetofonu SONENT, z východoněmeckého KB 100, nebo maďarského ERKEL. Hlava, používaná v magnetofonu SUPRAPHON MF2 se nehodí v žádném případě, neboť její šterbina ani jakost plechů nedovoluje dosáhnout parametrů, které by byly pro moderní magnetofon přijatelné. Jedná-li se však o výměnu hlavy u čtvrtstopého elektronkového magnetofonu, bude pravděpodobně nejvýhodnější použít moderní hlavu z magnetofonů série B4 anebo B5 a potřebnou impedanční transformaci realizovat přidaným tranzistorem. Taková výměna hlavy je ovšem v každém případě individuální vývojový úkol.

Otázka 4. Co je míněno pod pojmem „správné přizpůsobení“ vstupu a výstupu zesilovače?

Domnívám se, že použití pojmu „přizpůsobení“ ve spojitosti se vstupem zesilovače není zcela správné. Spíše by bylo namísto hovořit o správném poměru vnitřní impedance zdroje signálu k vstupní impedanci zesilovače. Pojem „přizpůsobení“ by se měl používat spíše tam, kde jde o výkonové prvky. Pro správné připojení zdroje signálu ke vstupu určitého zařízení platí základní pravidlo: zatěžovací impedance musí být minimálně tři až pětkrát větší, než impedance zdroje.

Toto pravidlo platí až na některé výjimečné případy pro naprostou většinu zdrojů, připojovaných na vstup jakéhokoli elektroakustického zařízení. Pokud je uvedená podmínka dodržena, není napětí zdroje elektroakustického signálu podstatnějším způsobem ovlivněno vstupní impedancí zesilovače a to je v podstatě jednou z hlavních zásad připojování zdrojů. Pokud bychom naopak uvedenou podmínku nedodrželi, mohlo by dojít buď ke změně kmitočtové charakteristiky, nebo v některých případech dokonce ke zkreslení signálu zdroje, neboť pro střídavou složku se vstupní impedance zesilo-

vače řadí paralelně k výstupní impedanci zdroje.

Na tomto místě bych rád rovněž uvedl na správnou míru problémy tzv. linky 600 Ω , používané v profesionální technice. Mnoho čtenářů si tento pojem vykládá zcela nesprávně tak, že se domnívají, že vstupní impedance jednoho zesilovače je 600 Ω a vstupní impedance druhého, za něj napojeného, rovněž 600 Ω . To je ovšem zcela nesprávné, protože výstupní impedance zesilovačů používaných v těchto linkách jsou obvykle asi 50 až 70 Ω a vstupní impedance následujících stupňů asi 3 000 až 5 000 Ω . Zatížíme-li výstup takového zesilovače 600 Ω , je tato zatěžovací impedance více než desetkrát větší než jeho impedance výstupní a zesilovač pracuje prakticky naprázdno. Připojíme-li vstup druhého zesilovače, pak impedance této linky je dána paralelně zařazenou impedancí vstupu a výstupu a je tedy řádově desítky ohmů. Vidíme, že ani v tomto případě nejde o žádné výkonové přizpůsobení, kdy impedance zdroje by měla být rovna impedanci zátěže pro splnění podmínky přenosu největšího výkonu.

Velmi podobné poměry jsou i na výstupu zesilovače pro připojení reproduktorových soustav. Ani v tomto případě nelze hovořit o typickém výkonovém přizpůsobení, ale o optimální zatěžovací impedanci. Ta je v naprosté většině případů podstatně větší, než vnitřní impedance výstupu zesilovače. Elektronkové zesilovače (které neměly malou vnitřní impedanci v základním zapojení) se obvykle zapojovaly do obvodu silné záporné (někdy i kombinované) zpětné vazby, čímž se dosáhlo výstupní impedance zesilovače až desetkrát menší, než byla předepsaná zatěžovací impedance (např. 4 Ω). Tomuto uspořádání se dokonce připisovala velmi výhodná vlastnost – ztlumení reproduktorů, připojených na výstup. Z jednoduché matematické úvahy lze odvodit, že se při rovnosti zatěžovací a výstupní impedance zmenší při jejich spojení výstupní napětí na polovinu (o 6 dB). Správně navržené koncové zesilovače však výstupní napětí naprázdno a při plném zatížení nemění ani o 10 % (1 dB). Zatěžovací impedance

zesilovače (tj. reproduktor) představuje tedy vlastně optimální impedanci pro správnou funkci koncového stupně zesilovače. Při dodržení její jmenovité velikosti je zesilovač schopen odevzdat plný výkon. Pokud tuto impedanci změníme, pak zesilovač plný výkon pro určitý daný stupeň zkreslení nemůže odevzdat.

Otázka 5. Některé gramofonové desky zahraniční výroby hrají sice dobře stereofonně, ale pokud je přehrávám s paralelně propojenými výstupy přenosky, monofonní reprodukce i záznam na monofonní magnetofon jsou velmi nekvalitní a dokonce i kmitočtově velmi odlišné, především v nízkých kmitočtech. Jiné desky hrají zcela rovnocenně co do kmitočtové vyrovnanosti. Je to snad chybou mého zařízení?

Ne, to určitě nebude chybou zařízení, ale chybou desek samotných. S tímto problémem jsem se sám již několikrát setkal a abych jmenoval konkrétně, např. u stereofonní desky fy Verve s nahrávkou Elly Fitzgerald. Byl to živý záznam koncertu. Při přepojení na monofonní reprodukci došlo jednak k podstatnému úbytku hloubek a dokonce k podivuhodnému a měnícímu se vymizení různých nástrojů, včetně hlasu zpěvačky. Vysvětlení není tak snadné. Řada firem, snažících se zřejmě uplatnit módní popptávku po stereofonních nahrávkách, „upraví“ raději elektrickou cestou záznam tak, aby dával tzv. pseudostereofonní dojem. Cesty k tomu jsou nejrůznější – kmitočtové dělení pásem do jednotlivých kanálů, obrácení fáze v obou kanálech atd. I když reprodukce takto upraveného záznamu ve stereofonním provedení je poměrně dobrá, ve většině případů dochází při monofonní reprodukci k vzájemnému fázovému potlačení signálů v obou kanálech a to může vést právě k uvedenému vymizení některých kmitočtových pásem. Desku prostě nelze přehrávat monofonně. Tentýž komerční trik je občas používán při různých modernizacích starých monofonních nahrávek.

Oprava

Prostíme čtenáře, aby si opravili několik chyb v Radiovém konstruktéru č. 4/1970 (Nf zesilovače): v obr. 36: R_{122} místo 22 k Ω má být 33 k Ω a C_{104} má být na 10 V. Zrušit spojení emitoru T_1 s odpory R_{21} a R_{22} .
Obr. 40: C_{114} , C_{115} a C_{116} mají mít správné kapacity 270 pF.

Obr. 48: V zapojení výkonového zesilovače podle obr. 48 je chybně spojen kolektor tranzistoru T_{11} se záporným pólem kondenzátoru C_{23} . Správně má být tato část zapojena tak, že odpory R_{209} , R_{211} a záporný pól kondenzátoru C_{23} jsou spojeny v jednom bodě. Kolektor tranzistoru T_{11} , odpory R_{211} , R_{212} , anoda diody D_1 a kondenzátor C_{41} jsou také spojeny v jednom bodě. Spoj mezi kolektorem T_{11} , R_{211} a R_{209} , C_{23} je tedy třeba zrušit. Obdobně je třeba opravit chybu v dolní větvi zesilovače. Tranzistor T_{11} má mít vodivost p-n-p. Deska s plošnými spoji podle obr. 49 je však navržena a nakreslena správně.

Keramické kondenzátory lze volit podle potřeby z řad TK270, TK750, TK751, TK749, TK752. Pokud by se zesilovač používal s větším rozmezím teplot, je nutno jako kondenzátory v korekčních obvodech použít styroflexové nebo slídové typy s vyhovujícím Tk. Tyto úpravy závisí na účelu použití zesilovače a na řešení odvodu ztrátového tepla.

Ke konstrukci ještě poznámku: tranzistory ve stabilizátoru a ve výkonovém zesilovači se musí změřit, zda mají dostatečně velké závěrné napětí U_{CE0} popř. U_{CB0} . To platí především o tranzistoru T_{100} (U_{CE0} asi 80 V) a o tranzistorech v budičích a koncové části výkonového zesilovače (U_{CE0} větší než 50 V).

Výstup do magnetofonu je podle ČSN nikoli na kolicích 3 a 5 (viz obr. 39), ale 1 (levý kanál) a 4 (pravý kanál).

OBSAH

Čtyři generace	1
Praxe a novinky nf techniky	2
Koncové zesilovače s komplementárními tranzistory	6
Volba tranzistorů pro koncový zesilovač	7
Volba zapojení výkonového zesilovače	11
Příklady zapojení moderních výkonových zesilovačů	15
Integrované výkonové zesilovače	38
Zesilovače se symetrickým napájením	38
Konstrukce dvou výkonových zesilovačů se symetrickým napájením	42
Doporučení ke konstrukci	54
Návrh chladiče pro výkonové tranzistory	56
Praxe nf techniky	58

RADIO- TELEVIZNÍ AMATÉŘI!

Máme pro vás: **CUPREXTITOVÉ DESKY**

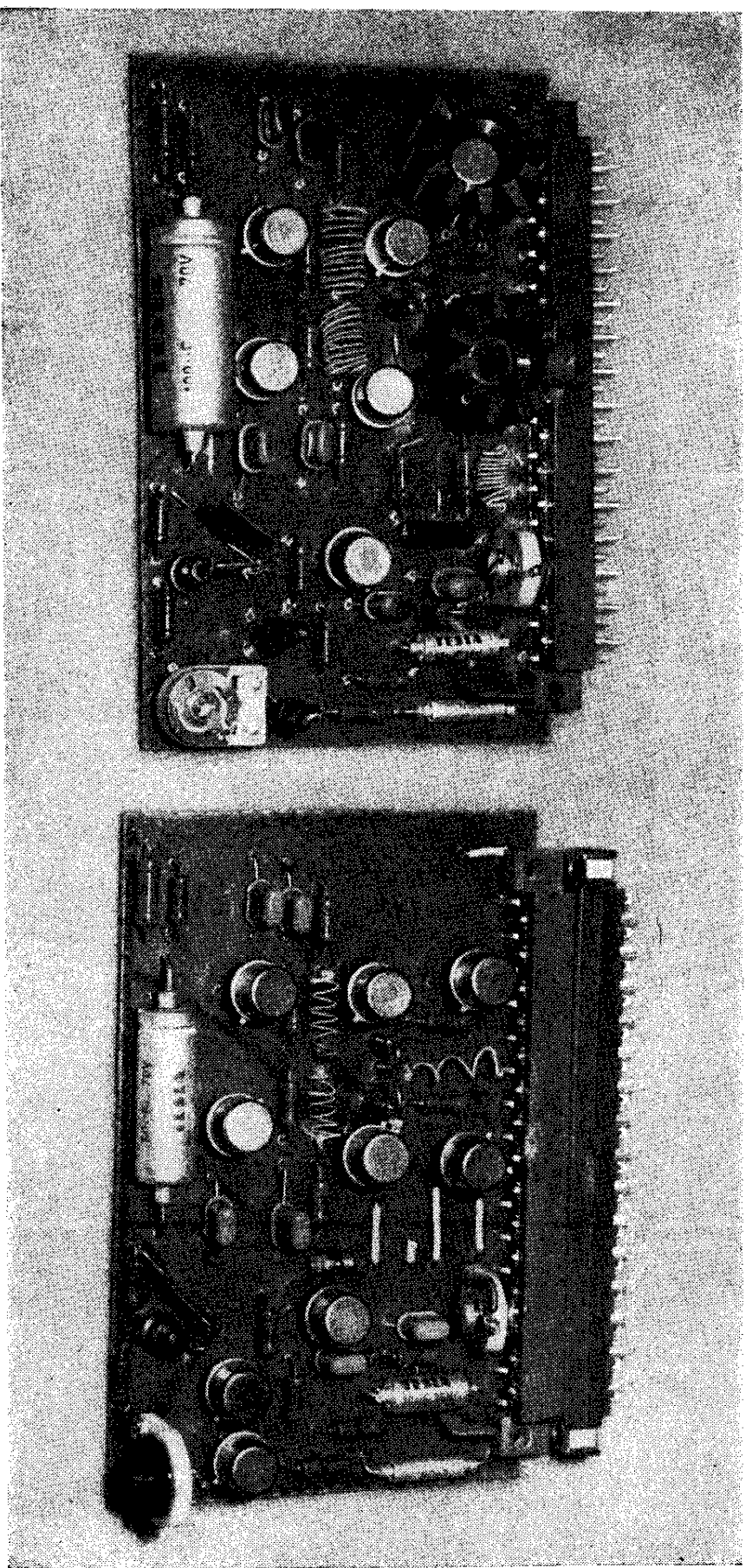
pro zhotovení plošných spojů (s měděnou fólií).
Cena 1 kg je 145 Kčs, prodává se na kusy – 1 deska
za asi 40 Kčs. Současně nabízíme chemickou sou-
pravu pro leptání vzorců spojů. Cena 39 Kčs.
Pro organizace prodej na fakturu, na velkoobchod-
ním stupni bez daně – vyřizuje odbytový útvar
v Praze 1, Martinská 3, tel. 268 164. Cuprextit
i chem. soupravu můžete dostat též na dobírku
ze **ZÁSILKOVÉ SLUŽBY TESLA**, Uherský
Brod, Moravská 92.

RADIO- TELEVIZNÍ SOUČÁSTKY a různé náhradní díly

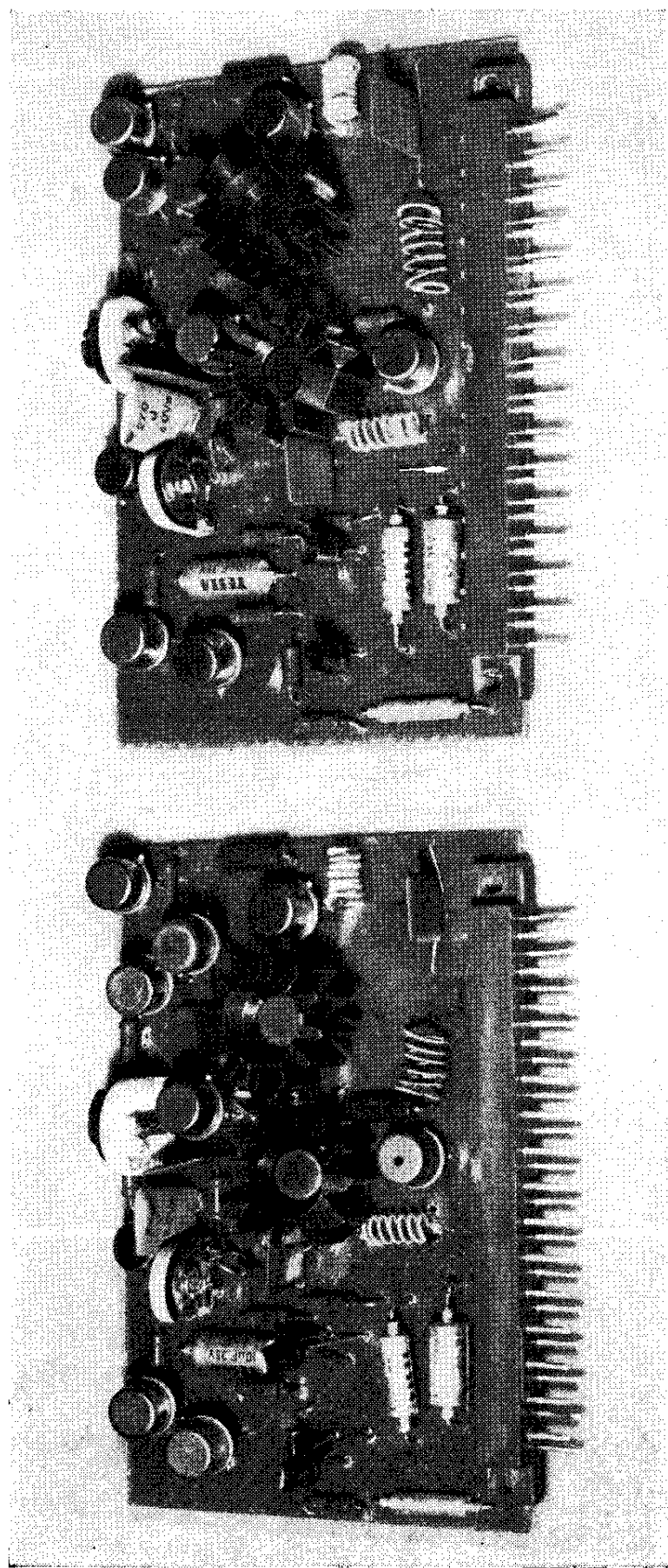
Jinak prodáváme též běžné výrobky TESLA – od televizorů, magne-
tofonů a radiopřijímačů až reproduktory, zesilovače apod.

Naši prodejnu TESLA najdete blízko Perštýna, rovnoběžně s Národní
třídou – v Praze 1, Martinská 3, tel. 240 732.

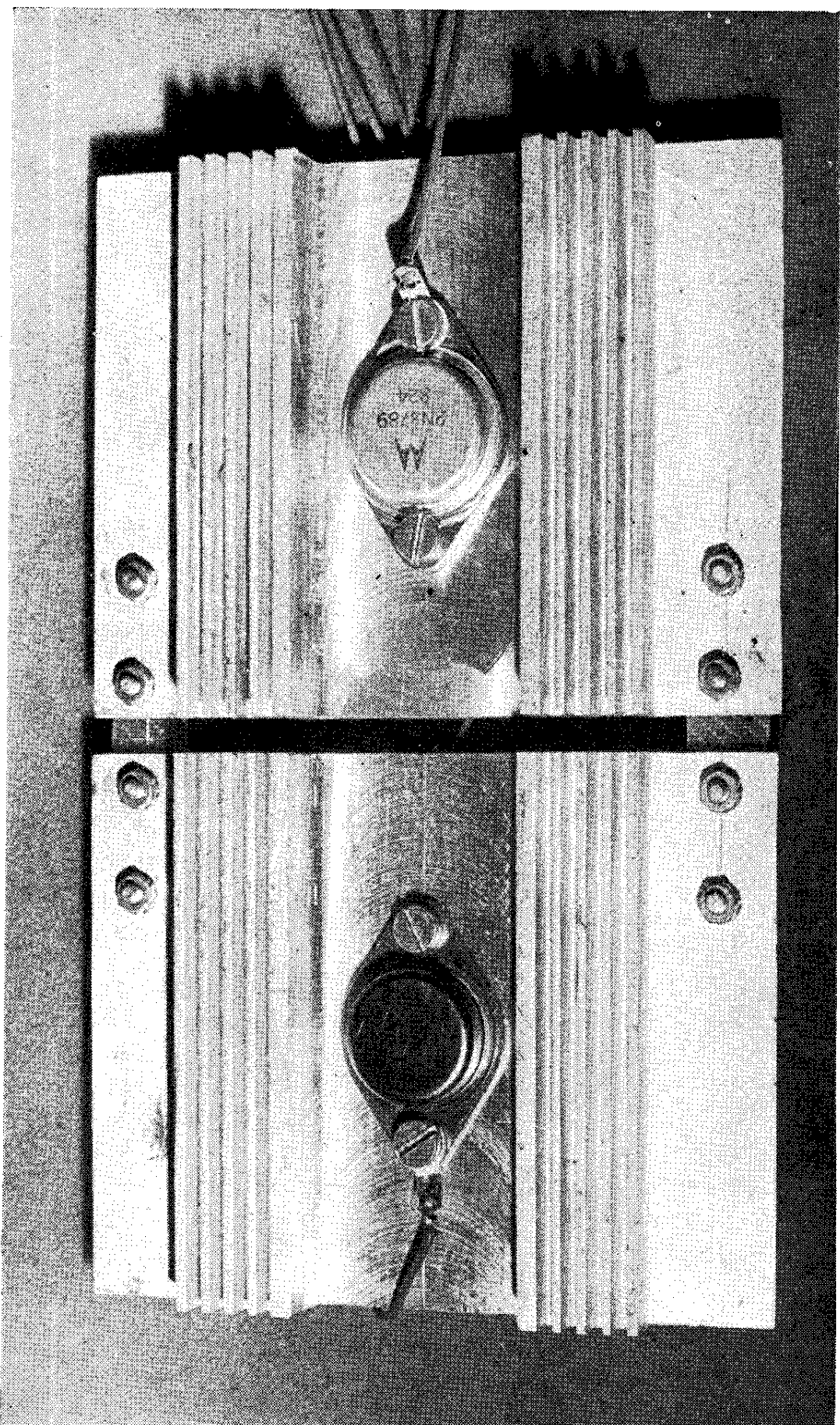
PRODEJNY TESLA



Osazené desky s plošnými spoji zesilovačů (bez koncových výkonových tranzistorů a tranzistoru pojistky) podle obr. 43 (vlevo) a obr. 44 (vpravo). Univerzální deska pro obě zapojení je na obr. 45. Obě desky lze připojit do sestavy zesilovače konektory s roztečí připojovacích kolíků 2,5 mm



Osazené desky s plošnými spoji zesilovačů (bez koncových výkonových tranzistorů a tranzistoru pojistky) podle obr. 49 (vlevo) a obr. 50 (vpravo). Univerzální deska pro obě zapojení je na obr. 51. Obě desky lze připojit do sestavy zesilovače konektory s roztečí připojovacích kolíků 2,5 mm. Tranzistory se při běžném provozu nemusí chladiť



Příklad vhodného chladiče pro koncové výkonové tranzistory. Chladič je vyfrézován a jeho rozměry lze určit podle použitých tranzistorů a z dalších parametrů podle stří. 56 a 57.